

УДК 621.396.934, 621.396.933:527.8, 621.391
КП
№ держреєстрації 0111U002629
Инв.№

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України
Харківський Національний університет радіоелектроніки
(ХНУРЕ)

61166, м. Харків, проспект Леніна, 14
тел. /факс: (057) 702 10 13

ЗАТВЕРДЖУЮ
проректор з наукової роботи,
д. ф.-м.н., проф.

_____ М.І. Сліпченко
2012. 12.

З В І Т

ПРО НАУКОВО-ДОСЛІДНУ РОБОТУ

«Перспективні технології та засоби спостереження, навігації та радіомоніторингу в інтегрованих інформаційних системах управління динамічними об'єктами»

(тема № 263)
(заключний)

Керівник НДР
доктор техн. наук
професор

Д.І. Леховицький

2012

Рукопис завершено 20 грудня 2012 р.

Результати роботи розглянуті науково методичною радою ХНУРЕ,
протокол №25 від 26.12.2012 р.

СПИСОК АВТОРІВ

Головний науковий співробітник, доктор технічних наук, професор	Д.І. Леховицький (п. 1.1 – 1.6)
Головний науковий співробітник, доктор технічних наук, професор	Я.С. Шифрін (п. 1.7)
Провідний науковий співробітник, кандидат технічних наук, старший науковий співробітник	В.І. Зарицький (п. 1.1 – 1.6)
Провідний науковий співробітник, кандидат технічних наук, доцент	В.П. Рябуха (п. 1.1 – 1.6)
Старший науковий співробітник, кандидат технічних наук,	Н.Г.Максимова (п. 1.6, 1.7)
Молодший науковий співробітник	Д.С. Рачков (п. 1.1 – 1.6)
Аспірант	А.В. Семеняка (п. 1.1 – 1.6)
Аспірант	Є.А. Катюшин (п. 1.1 – 1.6)
Старший науковий співробітник	О. М. Лук'янов (розділи 2.1, 2.2, 2.4)
Старший науковий співробітник	О. В. Грінченко (розділ 2.1, 2.4)
Науковий співробітник	О. О. Лук'янова (розділ 2.2)
Науковий співробітник	М. М. Галевич (розділ 2.2, 2.3)
Науковий керівник ПНДЛ РМОПТІ канд. техн. наук, старший науковий співробітник	М.М. Калюжний (п. 3.2, висновки)
Старший науковий співробітник	В.І. Колісник (п.3.1, висновки)
Заступник проректора з наукової роботи канд. техн. наук, професор	О.І. Дохов (п.3.2.1)
Провідний науковий співробітник канд. техн. наук, доцент	О.М. Попов (п. 3.2.2, 3.2.3)

Провідний науковий співробітник канд. техн. наук	С.О. Галкін (п. 3.1.2)
Провідний науковий співробітник канд. техн. наук, старший науковий співробітник	О.І. Задонський (п.3.1.1)
Провідний науковий співробітник канд. техн. наук	А.Б. Чернов (п. 3.1.5)
Інженер 3-ї категорії	К.М. Коржуков (п.3.2.3)
Зав. каф. «Мережі зв'язку», проф., доктор технічних наук	В.М. Безрук (п. 4.1, 4.5 – 4.8)
Проф., канд. техн. наук	А.М. Зеленін (п. 4.4)
Доцент, канд. техн. наук	С.А. Кривенко (п. 4.2, 4.3)
Доцент, канд. техн. наук	І.В. Свід (п. 4.5)
Доцент, канд. техн. наук	Ю.М. Колтун (п. 4.5)
Доцент, канд. техн. наук	П.В. Лімаренко (п. 4.5)
Старший викладач	А.В. Ширяєв (п. 4.5)
Асистент	Д.В. Чеботарьова (п. 4.6)
Старший наук. співробітник, канд. техн. наук	М.І. Кочкін (п. 4.7)
Старший науковий співробітник	С.Л. Сирцов (п. 4.7)
Старший науковий співробітник	В.О. Ляховець (п. 4.7)
Старший науковий співробітник	В.І. Загайнов (п. 4.7)
Аспірант	В.А. Власова (п. 4.4)
Нормоконтролер	Силантьєва Т.Г.

РЕФЕРАТ

Звіт НДР: 289 с., 107 рис., 7 табл., 105 джерел.

Об'єкт дослідження – складові підсистем спостереження, навігації та радіомоніторингу державної інтегрованої інформаційної системи забезпечення управління рухомими об'єктами.

Мета дослідження: теоретичне та експериментальне обґрунтування науково-технічних рішень, спрямованих на розробку перспективних технологій та засобів спостереження, навігації та радіомоніторингу радіоелектронно - об'єктової обстановки в інтегрованих інформаційних системах управління складними динамічними об'єктами.

Методи дослідження – методи статистичного синтезу й аналізу, аналітичного огляду, імітаційного математичного моделювання, системно-теоретичного обґрунтування пропозицій.

У звіті наведені такі результати:

Обґрунтовані методи підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад та їх практична реалізація на ПЛІС і сигнальних процесорах, наведені результати їх теоретичних, напівнатурних та натурних експериментальних досліджень. Досліджені кореляційні характеристики поля антени з круглою апертурою, сфокусованою в зону Френеля;

За допомогою створеного дослідницького програмного забезпечення розроблено та досліджено технологію використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем та мобільного зв'язку, приведені алгоритм та формули рішення навігаційної задачі з підстановкою додаткового рівняння поверхні місцеположення. Приведені рекомендації по застосуванню розробленої технології та шляхи її можливого вдосконалення.

Розроблені структура і склад інформаційно-моделюючої системи для оцінки ефективності систем розпізнавання радіовипромінювань, радіоелектронних джерел та об'єктів методами імітаційно-математичного моделювання, розроблені процеду-

ри, алгоритми та функціональне програмне забезпечення імітації радіоелектронно-об'єктової обстановки, обґрунтовані і досліджені фактори, які впливають на ефективність процесу розпізнавання в ІМС; наведені результати дослідження вихідних даних з алфавітів класів радіоелектронних об'єктів, радіоелектронних засобів та їх радіовипромінювань і визначено розмірності апріорних словників сигнальних ознак випромінювань.

На основі специфікацій GSM EDGE розроблена архітектура універсальної мережі UMTS для надання інтегрованих інформаційних послуг зв'язку, навігації та спостереження в мережах мобільного зв'язку наступного покоління. Шляхом використання нейронних технологій розроблені алгоритми адаптивного керування потоками інформації і сферою послуг у системах управління множинним доступом, використання нейронних мереж для вирішення задач маршрутизації, використання нейронних мереж для розподілу каналів у стільникових радіомережах. Розроблена нова прикладна технологія вибору проектних рішень на основі теорії багатокритеріальної оптимізації, яка дозволяє врахувати на строго формалізованому рівні сукупність антагоністичних показників якості інтегрованих мереж радіозв'язку. Розроблено програмний комплекс для автоматизованого проектування при виборі проектних рішень, оптимальних по сукупності показників якості. На основі комп'ютерної технології обробки інформаційних потоків розроблен апаратно-програмний комплекс архівації та інформування в мережах мобільного зв'язку. Наукові й практичні результати даного розділу пропонуються для створення конкурентноспроможних технологій надання інтегрованих послуг при побудові перспективних цифрових мереж мобільного зв'язку.

ШВИДКОДІЯ, АПРІОРНА ІНФОРМАЦІЯ, СТРІЧКОВО-ДІАГОНАЛЬНА РЕГУЛЯРИЗАЦІЯ, ОЦІНКА МАКСИМАЛЬНОЇ ПРАВДОПОДІБНОСТІ, КОРЕЛЯЦІЙНА МАТРИЦЯ, АДАПТИВНИЙ РЕШІТЧАСТИЙ ФІЛЬТР, СУПУТНИКОВА НАВІГАЦІЯ, НАВІГАЦІЙНА ЗАДАЧА, ТРЬОХВИМІРНА КАРТА МІСЦЕВОСТІ, ПОВЕРХНЯ МІСЦЕПОЛОЖЕННЯ, МОБІЛЬНИЙ ЗВ'ЯЗОК. РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ, ДЖЕРЕЛА РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ, РОЗПІЗНАВАННЯ, ЕФЕКТИВНІСТЬ РОЗПІЗНАВАННЯ, ІМІТАЦІЙНО-

МОДЕЛЮЮЧА СИСТЕМА, РАДІОЕЛЕКТРОННО-ОБ'ЄКТОВА ОБСТАНОВКА,
АЛГОРИТМИ РОЗПІЗНАВАННЯ, РАДІОМОНІТОРИНГ, РАДІОКОНТРОЛЬ,
ТЕХНОЛОГІЯ, ПОСЛУГА, УПРАВЛІННЯ, ОПТИМІЗАЦІЯ, МОДЕЛЬ,
ІНФОРМАЦІЙНИЙ ПОТІК

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень, символів, одиниць, скорочень і термінів.....	13
Вступ.....	17
Розділ 1 Цифрові системи адаптивної просторово-часової обробки радіолокаційних сигналів на фоні завад на сигнальних процесорах та ПЛІС	19
1.1 Методи підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад.....	19
1.1.1 Використання апріорної інформації про структуру кореляційної матриці завад для підвищення швидкодії адаптивної обробки.....	19
1.1.1.1 Деякі властивості персиметричних кореляційних матриць..	20
1.1.1.2 Щільність розподілу оцінки максимальної правдоподібності дійсної персиметричної кореляційної матриці.....	23
1.1.1.3 Щільність розподілу МП оцінки комплексної персиметричної КМ.....	27
1.1.1.4 Деякі властивості отриманих розподілів і приклади їх використання.....	32
1.1.1.5 Порівняння ефективності адаптивної обробки у довільних і центральносиметричних ФАР.....	35
1.1.1.6 Про методи оцінювання тьоплицевих кореляційних матриць у задачах адаптивної просторово-часової обробки сигналів....	40
1.1.2 Використання стрічково-діагональної регуляризації МП оцінок кореляційної матриці завад для підвищення швидкодії адаптивної обробки.....	51
1.2 Практична реалізація методів підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад на ПЛІС.....	57
1.3 Практична реалізація методів підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад на сигнальних процесорах.....	70

1.4	Експериментальні дослідження пристрою швидкодіючої адаптивної обробки сигналів на фоні завад на сигнальних процесорах.....	87
1.4.1	Особливості штатної неадаптивної системи МПО сигналів на тлі ПП.....	87
1.4.2	Методика й умови експериментів.....	92
1.4.3	Експериментальні характеристики виявлення при "скороченій" стратегії прийняття рішень.....	95
1.4.4	Експериментальні характеристики виявлення при повній стратегії прийняття рішень.....	97
1.5	Експериментальні дослідження пристрою швидкодіючої адаптивної обробки сигналів на фоні завад на ПЛІС.....	99
1.6	Рекомендації щодо побудови швидкодіючих адаптивних систем обробки сигналів на фоні завад.....	102
1.7	Статистична теорія сфокусованих антен з круглою апертурою.....	105
1.7.1	Кореляційні характеристики поля антени з круглою апертурою, сфокусованою в зону Френеля.....	105
1.7.1.1	Початкові співвідношення.....	106
1.7.1.2	Кореляція флуктуацій комплексного поля на фокальній сфері.....	110
1.7.1.3	Кореляція амплітуд і фаз поля на фокальній сфері.....	113
Розділ 2	Розроблення та дослідження технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем та мобільного зв'язку.....	118
2.1	Технологія використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху за сигналами супутникових навігаційних систем та мобільного зв'язку.....	119
2.1.1	Умови виникнення технології.....	119
2.1.2	Призначення технології.....	121
2.1.3	Опис технології.....	122

2.1.4	Опис компонент технології.....	124
2.1.5	Опис застосування технології.....	126
2.2	Алгоритми і дослідницьке програмне забезпечення визначення параметрів руху транспортних засобів з використанням сигналів ГНСС, трьохвимірних карт місцевості та мобільного зв'язку.....	127
2.2.1	Аналіз джерел і складових похибок побудови трьохвимірних карт місцевості	127
2.2.2	Аналіз форматів представлення трьохвимірних карт місцевості та їх потенціальної точності.....	129
2.2.3	Розгляд варіантів побудови апроксимуючої функції для дорожнього полотна.....	132
2.2.4	Алгоритм побудови аналітичної функції для дорожнього полотна за даними трьохвимірних карт.....	133
2.2.5	Алгоритм визначення параметрів руху транспортних засобів за результатами сумісної обробки кодової вимірювальної інформації ГНСС, трьохвимірних карт місцевості та мобільного зв'язку.....	139
2.2.6	Дослідницьке ПЗ визначення параметрів руху транспортних засобів за результатами сумісної обробки вимірювальної інформації ГНСС і трьохвимірних карт місцевості.....	143
2.3	Експериментальне дослідження ефективності сумісного використання навігаційних вимірювань і трьохвимірних карт місцевості.....	147
2.3.1	Методика проведення експерименту.....	147
2.3.2	Вихідна інформація експерименту.....	152
2.3.3	Аналіз результатів експерименту.....	152
2.4	Рекомендації з використання технології і засобів моніторингу параметрів руху для задач керування транспортом і аналізу надзвичайних ситуацій.....	161
2.4.1	Існуючі плани використання технології.....	161
2.4.2	Шляхи поліпшення технології.....	163

Розділ 3 Дослідження ефективності багаторівневих систем розпізнавання джерел та об'єктів радіовипромінювання методами імітаційно-математичного моделювання.....	164
3.1 Обґрунтування структури і складу імітаційно-моделюючої системи для оцінки ефективності розпізнавання.....	165
3.1.1 Обґрунтування вихідних даних з алфавітів класів радіоелектронних об'єктів, радіоелектронних засобів та їх радіовипромінювань і апріорних словників сигнальних ознак.....	165
3.1.2 Розробка методики визначення інформативності робочого словника ознак для заданого алфавіту класів.....	169
3.1.3 Розробка структури і складу баз даних радіоелектронних об'єктів, радіоелектронних засобів, ознак випромінювань і сигналів.....	176
3.1.4 Порівняльний аналіз алгоритмів розпізнавання для оптимізації процедури розпізнавання джерел радіовипромінювання в ІМС.....	180
3.1.4.1 Статистичний алгоритм розпізнавання по сигнальним ознакам інтервального типу.....	182
3.1.4.2 Алгоритм розпізнавання, побудований на критерії мінімуму відстані для "точкових" значень.....	184
3.1.4.3 Логічний алгоритм розпізнавання при потраплянні вимірних параметрів прийнятого сигналу в обрані інтервали.....	184
3.1.5 Розробка структури і складу інформаційно-моделюючої системи для оцінки ефективності систем розпізнавання методами імітаційно-математичного моделювання.....	185
3.2 Розробка інформаційно-моделюючої системи для оцінки ефективності комплексного розпізнавання радіовипромінювань, радіоелектронних засобів і об'єктів.....	193
3.2.1. Розробка процедур, алгоритмів та функціонального програмного забезпечення імітатора радіоелектронно-об'єктової обстановки.....	193

3.2.2. Функціональне програмне забезпечення оцінки, відображення та реєстрації результатів моделювання в ІМС.....	197
3.2.3 Вибір найбільш ефективного алгоритму розпізнавання джерел радіовипромінювань	200
3.2.4. Вибір показників оцінки ефективності і дослідження ефективності ІМС в залежності від факторів, які впливають на процес розпізнавання.....	208
Розділ 4 Технології та засоби надання інтегрованих послуг зв'язку, навігації та спостереження в мережах мобільного зв'язку наступного покоління.....	214
4.1 Аналіз архітектур мереж мобільного зв'язку для надання інтегрованих послуг зв'язку, навігації та спостереження.....	216
4.2 Принципи побудови універсальної мережі мобільного зв'язку для надання інтегрованих інформаційних послуг	221
4.3 Принципи позиціонування абонентів у бездротових сенсорних мережах.....	232
4.4 Розробка нейронних технологій адаптивного керування потоками інформації і сферою послуг в інтегрованих мережах зв'язку.....	238
4.4.1 Використання нейронних мереж у системах управління множинним доступом.....	238
4.4.2. Використання нейронних мереж для вирішення задач маршрутизації.....	242
4.4.3 Використання нейронних мереж для розподілу каналів у стільникових радіомережах.....	247
4.5 Технології вибору оптимальних проектних рішень при плануванні мереж мобільного зв'язку.....	253
4.5.1 Вступ.....	253
4.5.2 Методи оптимізації технічних систем по сукупності показників якості.....	255
4.5.3 Процедури пошуку Парето-оптимальних проектних рішень.....	258

4.5.4 Звуження безлічі Парето до єдиного варіанта системи.....	260
4.5.5 Моделювання вибору оптимальних проектних варіантів МСЗ із урахуванням сукупності показників якості.....	261
4.5.6 Програмний комплекс для вибору оптимальних проектних рішень.....	264
4.6 Комп'ютерна технологія архівації та інформування в мережах мобіль- ного зв'язку	267
Висновки.....	271
Додаток А.....	277
Додаток Б	278
Додаток В	279
Перелік посилань.....	280

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, ОДИНИЦЬ,
СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

АР	– антенна решітка
АР	– алгоритм розпізнавання
АРФ	– адаптивний решітчастий фільтр
АФЗ	– аерофотографічна зйомка
БД	– База даних
БС	– Базова Станція
БСМ	– Бездротова сенсорна мережа
БФА	– багатофункціональна апаратура
ВСПШ	– відношення сигнал/(перешкода + шум)
ГІС	– географічна інформаційна система
ГЛОНАСС	Глобальна навігаційна Система
ГНСС	– глобальна навігаційна супутникова система
ДЗЗ	– дистанційне зондування Землі
ДРВ	– джерело радіовипромінювань
ДСА	– діаграма спрямованості антени
ДТП	– дорожньо-транспортна пригода
ЕКМ	– електронна карта місцевості
ЕРФ	– елементарний решітчастий фільтр
ЗК	– засоби контролю
ІМС	– імітаційно-моделююча система
ІНСКА	– Інформаційно-навігаційна система контролю та аналізу параметрів руху автотранспорту
ІПВ	– ймовірність правильного виявлення
ІХТ	– ймовірність хибної тривоги
КМ	– кореляційна матриця
КМ ЗВ	– кореляційна матриця загального виду

МІХ	– матрична імпульсна характеристика
МП оцінка	– оцінка максимальної правдоподібності
МСЗ	Мережа Стільникового Зв'язку
НМ	– Нейронна Мережа
ПЗ	програмне забезпечення
ПК	– персональний комп'ютер
ПКМ	– персиметрична кореляційна матриця
РВ	– радіовипромінювання
РЕЗ	– радіоелектронний засіб
РІАС	– регіональна інформаційно-аналітична система моніторингу та організації дорожнього руху
РЛС	– радіолокаційна станція
СК	– система координат
СКВ	– середньоквадратичне відхилення
СРМ	– система радіочастотного моніторингу
СРЦ	– селекція рухомих цілей
СУБД	система управління базами даних
ТКМ	– тьоплицева кореляційна матриця
УДЦР	Український державний центр радіочастот
ФАР	– фазована антенна решітка
ФПЗ	– функціональне програмне забезпечення
ЦМР	– цифрова модель рельєфу
АТМ	– Asynchronous Transfer Mode
CDMA	– Code Division Multiple Access
EDGE	– Enhanced Data Rates for the GSM Evolution
E-UTRA	– Evolved UTRAN
GPRS	General Packet Radio Service
GPS	– Global Positioning System (глобальна система визначення місцеположення)
GSM	– Global System for Mobile communication

HSCSD	High Speed Circuit Switched Data
HSDPA	– High Speed Downlink Packet Access
HSPA	High Speed Packet Access
IMT	– International Mobile Telecommunications
LTE	– Long Term Evolution
QoS	– Quality of Service
SIM	– GSM Subscriber Identity Module
TDMA	– Time Division Multiple Access
TETRA	– TERrestrial Trunked Radio
TETRA PDO	– TETRA Packet Data Optimized
TETRA V+D	– TETRA Voice + Data
UMTS	– Universal Mobile Telecommunications System
VLR	Visitor Location Register
Wi-Fi	– Wireless Fidelity
WiMax	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	– Wreless local area network
3GPP	– Third Generation Partnership Project
c	– швидкість світла
D	– ймовірність правильного виявлення
\bar{D}	– вектор попиту
f	– частота сигналу
F	– ймовірність хибної тривоги
\mathbf{H}, \mathbf{N}	– "корені" матриці
I_{ij}	– струм зсуву, що прикладається до нейрона
K	об'єм навчаючої вибірки
$N_p(i)$	– число маршрутів між парою i
$\mathbf{\Pi}$	матриця перестановок
T_{ij}	– вага з'єднання між нейронами ij і kl
V	– критеріальний простір для векторних оцінок

$\bar{\beta}$	– вектор параметрів
Φ	– кореляційна матриця
$\hat{\Phi}_{dl}$	– оцінка діагонально регуляризованої КМ
μ	– відношення сигнал/(перешкода + шум)
Ψ	– матриця, яка зворотна до кореляційної матриці Φ
γ	– відношення строгої переваги

ВСТУП

Створення і розвиток інтегрованої радіолокаційної системи України, удосконалення та інтеграція існуючих в Україні розрізних радіолокаційних систем, створення перспективних засобів і систем спостереження та впровадження передових технологій обробки інформації потрібні для підвищення якості контролю навколишнього простору та інформаційного забезпечення управління рухомими об'єктами до рівня сучасних вимог.

НДР присвячена теоретичному та експериментальному обґрунтуванню науково-технічних рішень, спрямованих на розробку перспективних технологій та засобів спостереження, навігації та радіомоніторингу радіоелектронно-об'єктової обстановки в інтегрованих інформаційних системах управління складними об'єктами. Її результати викладено в даному звіті, який містить чотири розділи.

У першому розділі «Цифрові системи адаптивної просторово-часової обробки радіолокаційних сигналів на фоні завад на сигнальних процесорах та ПЛІС» розроблюються методи підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад за рахунок використання апріорної інформації про структуру кореляційної матриці завад і стрічково-діагональної регуляризації її оцінок максимальної правдоподібності. Обговорюються питання практичної реалізації цих методів на ПЛІС і сигнальних процесорах та наводяться результати експериментальних досліджень розроблених методів підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад. Досліджуються кореляційні характеристики поля антени з круглою апертурою, сфокусованою в зону Френеля.

У другому розділі «Розроблення та дослідження технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем та мобільного зв'язку» розроблюються науково-технічні рішення із застосування трьохвимірних карт місцевості при сумісній обробці сигналів ГНСС та мобільного зв'язку для визначення параметрів руху транспортних засобів.

У третьому розділі «Дослідження ефективності багаторівневих систем розпізнавання джерел та об'єктів радіовипромінювання методами імітаційно-математичного моделювання» розроблюється імітаційно-моделююча система для відпрацювання і оцінки ефективності багаторівневих систем комплексного розпізнавання випромінювань рухомих джерел та об'єктів випромінювання, засобів, комплексів і систем контролю радіоелектронно-об'єктової обстановки на етапах формування обліку, розробки, випробовувань та експлуатації. Визначається вплив різних факторів (склад алфавітів джерел і об'єктів випромінювання, розміру, складу та інформативності робочого словника ознак, виду і характеристик алгоритмів прийняття рішень та ін.) на ефективність систем розпізнавання.

У четвертому розділі «Технології та засоби надання інтегрованих послуг зв'язку, навігації та спостереження в мережах мобільного зв'язку наступного покоління» розроблюються нові прикладні технології надання інтегрованих послуг зв'язку, навігації та спостереження, нові методи оптимізації транспортних мереж стільникового зв'язку при наданні користувачам інтегрованих послуг, нові алгоритми моделювання, аналізу та адаптивного керування потоками інформації і сферою інтегрованих послуг в мультисервісних мережах; синтезуються оптимальні структури апаратно-програмних комплексів цифрової обробки інформаційних потоків в мережах мобільного зв'язку

РОЗДІЛ 1 ЦИФРОВІ СИСТЕМИ АДАПТИВНОЇ ПРОСТОРОВО–ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ НА ФОНІ ЗАВАД НА СИГНАЛЬНИХ ПРОЦЕСОРАХ ТА ПЛІС

Важливою складовою удосконалення радіолокаційних систем є підвищення їх завадозахищеності, зокрема, за рахунок підвищення швидкодії адаптивних систем захисту від завад. Незважаючи на велику увагу у вітчизняній і закордонній літературі останніх десятиліть, приділену адаптивній цифровій обробці сигналів на тлі перешкод різного фізичного походження, вона зберігає актуальність і привертає пильну увагу дослідників і розробників радіолокаційної техніки різних країн. Причина цього пов'язана з постійно зростаючою інтенсивністю та кількістю джерел перешкод, удосконаленням способів їх створення та застосування, з ростом вимог до перешкодозахищеності РЛС і тими новими можливостями, які відкриває стрімкий розвиток цифрової елементної бази.

За більш ніж піввікову історію в різних країнах розроблено, досліджено і частково експериментально перевірено велику кількість методів, систем і алгоритмів адаптивного захисту РЛС різного класу і призначення від перешкод. У цих умовах перед розроблювачами постає непроста проблема вибору науково-технічних рішень, доцільних для реалізації в новій радіолокаційній техніці. По цілій низці причин цей вибір неоднозначний і вимагає значних зусиль висококваліфікованих фахівців.

1.1 Методи підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад

1.1.1 Використання апріорної інформації про структуру кореляційної матриці завад для підвищення швидкодії адаптивної обробки

Найбільш важливим показником ефективності адаптивних пристроїв обробки сигналів на тлі завад (перешкод) є швидкодія алгоритмів адаптації, яку звичайно ха-

рактикують часом, необхідним для досягнення якісних показників обробки, близьких до гранично досяжних. При цифровій обробці цей час визначається необхідним обсягом навчаючої вибірки, що використовується для формування оцінок апіорі невідомих параметрів завад.

При обраному (заданому) алгоритмі оцінювання швидкодія залежить від кількості невідомих параметрів, що підлягають оцінці (розмірності вектора оцінюваних параметрів) у процесі адаптації. Тому достовірна апіорна інформація про особливості конкретної системи, що дозволяє зменшити цю кількість, може бути використана для прискорення процесу адаптації та (або) зменшення обчислювальних витрат.

Так, кореляційна матриця (КМ) вихідних сигналів $M > 1$ (просторових, часових) каналів прийому РЛС в загальному випадку є за визначенням *ермітовою*, тобто вона повністю визначається $M \cdot (M - 1) / 2$ комплексними піддіагональними (або наддіагональними) елементами та M дійсними діагональними елементами, тобто M^2 дійсними елементами в цілому. Це приблизно вдвоє менше, ніж кількість визначаючих елементів комплексної $M \times M$ матриці загального вигляду, що завжди враховується при оцінюванні КМ та реалізації адаптивних алгоритмів, що передбачають формування відповідних функцій матриці, оберненої до оціночної КМ.

На практиці досить розповсюджені антенні решітки (АР) із симетричним відносно геометричного (фазового) центра розташуванням попарно ідентичних елементів. Така центральна симетрія розташування елементів АР обумовлює специфічну симетрію КМ – так звану *персиметрію* (симетрію елементів матриці відносно бічної діагоналі). Персиметрія ермітової КМ ще приблизно вдвічі зменшує розмірність вектора оцінюваних параметрів, що може бути використане для підвищення швидкодії і зменшення обсягу обчислювальних витрат. Нижче ці можливості обговорюються більш детально.

1.1.1.1 Деякі властивості персиметричних кореляційних матриць

Дійсна $M \times M$ матриця $D = \{d_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^M$ є персиметричною, якщо вона збігається з матрицею, отриманою після повороту D відносно побічної діагоналі, тобто при

$$\mathbf{D} = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{D}^T \cdot \mathbf{\Pi}_M, \quad d_{i\ell} = d_{M+1-\ell, M+1-i}, \quad i, \ell = 1, M, \quad (1.1)$$

що являє собою математичне визначення персиметрії дійсної матриці.

Якщо в ролі \mathbf{D} виступає кореляційна (симетрична) матриця, то справедливі додаткові рівності

$$\mathbf{D} = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{D}^T \cdot \mathbf{\Pi}_M = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{\Pi}_M = \mathbf{D}^T, \quad (1.2)$$

$$d_{i\ell} = d_{M+1-\ell, M+1-i} = d_{M+1-i, M+1-\ell} = d_{\ell i}, \quad i, \ell \in 1, M.$$

Тут і далі « T » – символ транспонування,

$$\mathbf{\Pi}_v = \sum_{i=1}^v \mathbf{e}_i \cdot \mathbf{e}_{M+1-i}^T = \mathbf{\Pi}_v^T, \quad \mathbf{\Pi}_v \cdot \mathbf{\Pi}_v^T = \mathbf{I}_v, \quad \mathbf{\Pi}_v = \mathbf{\Pi}_v^T \quad (1.3)$$

– $v \times v$ ортогональна симетрична матриця перестановки з одиницями на побічній діагоналі, \mathbf{e}_i – i -й ($i \in 1, v$) стовпець одиничної $v \times v$ матриці \mathbf{I}_v .

При парних $M = 2 \cdot L$ матриця \mathbf{D} (1.2) допускає блокове подання

$$\mathbf{D} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{D}_{11} & \mathbf{D}_{12} \\ \hline \mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_{12} \cdot \mathbf{\Pi}_L & \mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_{11} \cdot \mathbf{\Pi}_L \end{array} \right], \quad \mathbf{D}_{11} = \mathbf{D}_{11}^T, \quad \mathbf{D}_{12} = \mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_{12}^T \cdot \mathbf{\Pi}_L, \quad (1.4)$$

де \mathbf{D}_{11} й \mathbf{D}_{12} – $L \times L$ блоки матриці \mathbf{D} (1.4).

Введемо $2 \cdot L \times 2 \cdot L = M \times M$ матрицю $\mathbf{S}_v = \{s_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^{2L}$ виду

$$\mathbf{S}_L = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{I}_M + \mathbf{J}_M \cdot \mathbf{\Pi}_M) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L & \mathbf{\Pi}_L \\ -\mathbf{\Pi}_L & \mathbf{I}_L \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_L & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & -\mathbf{I}_L \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

с властивостями, що перевіряються безпосередньо

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_M \cdot \mathbf{S}_M^T &= \mathbf{I}_M, & \mathbf{S}_M \cdot \mathbf{\Pi}_M &= \mathbf{J}_M \cdot \mathbf{S}_M, \\ \mathbf{J}_M \cdot \mathbf{\Pi}_M &= -\mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{J}_M. \end{aligned} \quad (1.6)$$

З її допомогою матриця \mathbf{D} (1.4) може бути перетворена в матрицю

$$\mathbf{D}_M = \mathbf{S}_M \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{S}_M^T = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_\Sigma & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_\Delta \cdot \mathbf{\Pi}_L \end{bmatrix}, \quad \begin{aligned} \mathbf{D}_\Sigma &= \mathbf{D}_{11} + \mathbf{D}_{12} \cdot \mathbf{\Pi}_L, \\ \mathbf{D}_\Delta &= \mathbf{D}_{11} - \mathbf{D}_{12} \cdot \mathbf{\Pi}_L, \end{aligned} \quad (1.7)$$

с детермінантом

$$\det \mathbf{D}_M = |\mathbf{D}_M| = |\mathbf{D}_\Sigma| \cdot |\mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_\Delta \cdot \mathbf{\Pi}_L| = |\mathbf{D}_\Sigma| \cdot |\mathbf{D}_\Delta| = |\mathbf{D}|, \quad (1.8)$$

що співпадає з детермінантом початкової матриці

$$\mathbf{D} = \mathbf{S}_M^T \cdot \mathbf{D}_M \cdot \mathbf{S}_M \quad (1.9)$$

у зв'язку з ортогональністю (1.6) матриці \mathbf{S}_L (1.5).

Комплексна $M \times M$ матриця $\mathbf{C} = \{c_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^M = \mathbf{C}' + j \cdot \mathbf{C}''$ є персиметричною, якщо виконуються рівності

$$\mathbf{C} = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{\Pi}_M, \quad \mathbf{C}' = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{C}'^T \cdot \mathbf{\Pi}_M, \quad \mathbf{C}'' = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{C}''^T \cdot \mathbf{\Pi}_M. \quad (1.10)$$

Якщо в ролі $\mathbf{C} = \{c_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^M$ виступає кореляційна (ермітова) матриця, то справедливі додаткові рівності

$$\begin{aligned} \mathbf{C} &= \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{\Pi}_M = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{C}^{\sim} \cdot \mathbf{\Pi}_M = \mathbf{C}^*, & \mathbf{C}^T &= \mathbf{C}^{\sim}, \\ \mathbf{C}' &= \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{C}'^T \cdot \mathbf{\Pi}_M = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{C}' \cdot \mathbf{\Pi}_M = \mathbf{C}'^T, & & \\ \mathbf{C}'' &= \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{C}''^T \cdot \mathbf{\Pi}_M = -\mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{C}'' \cdot \mathbf{\Pi}_M = -\mathbf{C}''^T. & & \end{aligned} \quad (1.11)$$

Тут (\sim) і $(*)$ – символи комплексного й ермітового (комплексного спряження й транспонування) спряження відповідно.

Введемо унітарну $M \times M$ матрицю [18, 22]

$$\mathbf{T} = \{t_{i,\ell}\}_{i,\ell=1}^M = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{I}_M - j \cdot \mathbf{\Pi}_M) \quad (1.12)$$

із властивостями

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}^T = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{\Pi}_M = -j \cdot \mathbf{T}^{\sim} \cdot \mathbf{\Pi}_M = -j \cdot \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{T}^*, \quad \mathbf{T} \cdot \mathbf{T}^* = \mathbf{I}_M. \quad (1.13)$$

З її допомогою ермітова персиметрична матриця \mathbf{C} (1.11) перетвориться в дійсну симетричну $M \times M$ матрицю

$$\mathbf{C}_d = \mathbf{T} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{T}^* = \mathbf{C}_d^T = \mathbf{C}' + \mathbf{C}''^T \cdot \mathbf{\Pi}_M \quad (1.14)$$

с детермінантом

$$|\mathbf{C}_d| = |\mathbf{C}' + \mathbf{C}''^T \cdot \mathbf{\Pi}_M| = |\mathbf{C}|, \quad (1.15)$$

що співпадає з детермінантом початкової матриці

$$\mathbf{C} = \mathbf{T}^* \cdot \mathbf{C}_d \cdot \mathbf{T} \quad (1.16)$$

у зв'язку з унітарністю (1.13) матриці \mathbf{T} (1.12).

Отримані властивості використовуються далі при пошуку щільностей розподілу оцінок максимальної правдоподібності дійсних та комплексних персиметричних кореляційних матриць.

1.1.1.2 Щільність розподілу оцінки максимальної правдоподібності дійсної персиметричної кореляційної матриці

Нехай випадкові дійсні гауссівські (нормальні) M – вимірні вектори $\mathbf{y}_i = \{\mathbf{y}_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^M$ K – вимірної вибірки $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ взаємно незалежні, мають нульове середнє й однакову невід’ємно визначену $M \times M$ КМ \mathbf{D} , тобто

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_i = N(0, \mathbf{D}), \quad \overline{\mathbf{y}_i} = 0, \\ \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_\ell^*} &= \mathbf{D} \cdot \delta(i - \ell), \quad i, \ell \in 1, K, \end{aligned} \quad (1.17),$$

де $\delta(x)$ – символ Кронекера, риса зверху – символ статистичного усереднення.

Сумісний розподіл $p(\mathbf{Y})$ елементів вибірки \mathbf{Y} в при цьому дорівнює [3, 5, 12]

$$p(\mathbf{Y}) = (2\pi)^{-K \cdot M/2} \cdot |\mathbf{D}|^{-K/2} \exp\left\{-\frac{1}{2} \cdot \text{tr}(\mathbf{D}^{-1} \mathbf{A})\right\}, \quad (1.18)$$

де $\text{tr}(\mathbf{\Phi})$ – слід (сума діагональних елементів) матриці $\mathbf{\Phi}$,

$$\mathbf{A} = \{a_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^M = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^T = \mathbf{A}^T = K \cdot \widehat{\mathbf{D}} \quad (1.19)$$

– $M \times M$ вибіркова (випадкова) КМ. В умовах (17), (18) матриця $\widehat{\mathbf{D}} = K^{-1} \cdot \mathbf{A}$ є оцінкою максимальної правдоподібності (МП оцінкою) дійсної КМ \mathbf{D} загального виду [3, 11–14], а матриця \mathbf{A} "має розподіл Уишарта $W_M^{(\mathbf{D})}(\mathbf{A}, K, \mathbf{D})$ з K ступенями свободи й матрицею параметрів \mathbf{D} [5]" виду [2–5]:

$$p(\mathbf{A}) = W_M^{(\mathbf{D})}(\mathbf{A}, K, \mathbf{D}) = F_M^{(\mathbf{D})}(\mathbf{A}, K, \mathbf{D}) / f_M^{(\mathbf{D})}(K, \mathbf{D}), \quad (1.20a)$$

$$F_M^{(\mathbf{D})}(\mathbf{A}, K, \mathbf{D}) = |\mathbf{A}|^{(K-M-1)/2} \exp\left\{-\frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{D}^{-1} \mathbf{A})\right\}, \quad (1.20б)$$

$$f_M^{(\mathbf{D})}(K, \mathbf{D}) = 2^{\frac{K \cdot M}{2}} \pi^{\frac{M \cdot (M-1)}{4}} |\mathbf{D}|^{\frac{K}{2}} \prod_{i=1}^M \Gamma\left(\frac{K+1-i}{2}\right), \quad K \geq M \quad (1.20в)$$

де $\Gamma(x)$ – гама - функція, яка для цілих $x = n \geq 1$ дорівнює $(n-1)!$.

Під розподілом випадкової матриці розуміється спільний розподіл випадкових елементів, що її повністю визначають [3, 10]. Тим самим (1.20) являє собою "економічний" запис ненегативної функції $M(M+1)/2$ скалярних змінних

$$p(\mathbf{A}) = p\{a_{i\ell}\}, \quad i \in 1, M, \quad \ell \in i, M,$$

у ролі яких виступають дійсні діагональні та наддіагональні елементи симетричної матриці \mathbf{A} (1.19), що повністю її визначають.

Якщо КМ \mathbf{D} персиметрична, то в умовах (1.17) її МП оцінка може бути записана у вигляді

$$\widehat{\mathbf{D}}_{\Pi} = \frac{1}{K} \mathbf{A}_{\Pi}, \quad \mathbf{A}_{\Pi} = \frac{1}{2} (\mathbf{y} \cdot \mathbf{y}^T + \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{y} \cdot \mathbf{y}^T \cdot \mathbf{\Pi}_M). \quad (1.21)$$

Задача, що розв'язується в даному підрозділі, полягає у відшуканні щільності розподілу матриці \mathbf{A}_{Π} .

Ця матриця як сума двох симетричних матриць, кожна з яких є результат повороту іншої відносно побічної діагоналі, також симетрична й персиметрична, що відразу впливає з визначення (1.2). У випадку парних $M = 2 \cdot L$ (яким ми тут обмежуємося для спрощення позначень) вона визначається $L \cdot (L+1)$ випадковими параметрами – своїми елементами $a_{i\ell}$ при $i \in 1, L, \ell \in i, M+1-i$.

З порівняння (1.21) з (1.19) випливає, що перший доданок матриці \mathbf{A}_{Π} має розподіл Уишарта (1.20) з матрицею параметрів $\mathbf{D}/2$. Такий же розподіл має й другий доданок, оскільки в умовах (1.2) вектори $\mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{y}_i, i \in 1, K$ "переверненої" вибірки $\mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{Y}$ мають ті ж властивості (1.17), що й вихідні вектори \mathbf{y}_i . Якби ці складові були взаємно незалежні, їх сума мала б розподіл Уишарта виду (1.20) з $2 \times K$ ступенями свободи й матрицею $\mathbf{D}/2$ [3–5]. Однак для доданків матриці \mathbf{A}_{Π} (1.21) ця умова не виконується, тому її розподіл повинен бути іншим.

Для його відшуку розіб'ємо вихідну $2 \cdot L \times K$ матрицю-вибірку $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K = \{\mathbf{y}_{\ell}^{(i)}\}_{\ell=1}^{2L}$ на $L \times K$ «верхній» \mathbf{Y}_B і "нижній" \mathbf{Y}_H блоки, так що

$$\mathbf{Y} = \begin{Bmatrix} \mathbf{Y}_B \\ \mathbf{Y}_H \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{Y}_B = \{\mathbf{y}_{Bi}\}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_{Bi} = \{\mathbf{y}_{\ell}^{(i)}\}_{\ell=1}^L, \quad (1.22)$$

$$\mathbf{Y}_H = \{\mathbf{y}_{Hi}\}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_{Hi} = \{\mathbf{y}_{\ell}^{(i)}\}_{\ell=L+1}^{2L}.$$

Уведемо перетворену за допомогою матриці \mathbf{S}_M (1.5) вибірку

$$\mathbf{V} = \{\mathbf{v}_i\}_{i=1}^K = \mathbf{S}_M \cdot \mathbf{Y} = \begin{Bmatrix} \mathbf{V}_{\Sigma} \\ \mathbf{V}_{\Delta} \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{V}_{\Sigma} = \{\mathbf{v}_{\Sigma i}\}_{i=1}^K = (\mathbf{Y}_B + \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{Y}_H) / \sqrt{2}, \quad (1.23)$$

$$\mathbf{V}_{\Delta} = \{\mathbf{v}_{\Delta i}\}_{i=1}^K = (\mathbf{Y}_H + \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{Y}_B) / \sqrt{2},$$

що дозволяє переписати (1.21) з урахуванням (1.6) у вигляді

$$\mathbf{A}_\Pi = \frac{1}{2} (\mathbf{S}_M^T \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{S}_M + \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{S}_M^T \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{S}_M \cdot \mathbf{\Pi}_M) = \frac{1}{2} \mathbf{S}_M^T \cdot (\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T + \mathbf{J}_M \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{J}_M) \cdot \mathbf{S}_M.$$

Легко переконатися, що в силу властивостей матриці \mathbf{J}_M (1.5) доданки в дужках останньої рівності мають однакові $L \times L$ діагональні та протилежні за знаком $L \times L$ позадіагональні блоки. Тому

$$\mathbf{A}_\Pi = \mathbf{S}_M^T \cdot \mathbf{B}_V \cdot \mathbf{S}_M = \mathbf{B}_V = \{b_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^{2L} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_\Sigma & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_\Delta \end{bmatrix} = \mathbf{S}_M \cdot \mathbf{A}_\Pi \cdot \mathbf{S}_M^T, \quad (1.24a)$$

$$|\mathbf{B}_V| = |\mathbf{B}_\Sigma| \cdot |\mathbf{B}_\Delta| = |\mathbf{A}_\Pi|, \quad (1.24б)$$

а $L \times L$ діагональні блоки \mathbf{B}_Σ й \mathbf{B}_Δ дорівнюють

$$\mathbf{B}_\Sigma = \{b_{i\ell}^{(\Sigma)}\}_{i,\ell=1}^L = \mathbf{V}_\Sigma \cdot \mathbf{V}_\Sigma^T, \quad \mathbf{B}_\Delta = \{b_{i\ell}^{(\Delta)}\}_{i,\ell=1}^L = \mathbf{V}_\Delta \cdot \mathbf{V}_\Delta^T. \quad (1.25)$$

Взаємозв'язку (1.24) зводять розв'язання задачі до відшукування щільності розподілу матриці \mathbf{B}_V .

Помітимо спочатку, що в силу ортогональності матриці \mathbf{S}_L якобіан перетворення $\mathbf{Y} = \mathbf{S}_L^T \cdot \mathbf{V}$ дорівнює одиниці й, отже, щільність $p(\mathbf{V})$ перетвореної вибірки \mathbf{V} (1.23) в умовах (1.18) дорівнює

$$p(\mathbf{V}) = (2\pi)^{-K \cdot L} |\mathbf{D}|^{\frac{K}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{S}_M^T \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{S}_M) \right\}.$$

Використовуючи відому властивість сліду добутку $\text{tr}(\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}) = \text{tr}(\mathbf{B} \cdot \mathbf{A})$ й з огляду на (1.7), (1.8), останню рівність можна переписати у вигляді

$$p(\mathbf{V}) = (2\pi)^{-K \cdot L} |\mathbf{D}|^{\frac{K}{2}} |\mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_\Delta \cdot \mathbf{\Pi}_L|^{-\frac{K}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{D}_V^{-1} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T) \right\}.$$

Але, у силу (1.7), (1.23) – (1.25)

$$\text{tr}(\mathbf{D}_V^{-1} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T) = \text{tr}(\mathbf{D}_\Sigma^{-1} \cdot \mathbf{V}_\Sigma \cdot \mathbf{V}_\Sigma^T) + \text{tr}(\mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_\Delta^{-1} \cdot \mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{V}_\Delta \cdot \mathbf{V}_\Delta^T) = \text{tr}(\mathbf{D}_V^{-1} \cdot \mathbf{B}_V), \quad (1.26a)$$

тому

$$p(\mathbf{V}) = p(\mathbf{V}_\Sigma) \cdot p(\mathbf{V}_\Delta), \quad (1.26б)$$

де

$$p(\mathbf{V}_\Sigma) = (2\pi)^{-\frac{K \cdot L}{2}} |\mathbf{D}_\Sigma|^{-\frac{K}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{D}_\Sigma^{-1} \cdot \mathbf{V}_\Sigma \cdot \mathbf{V}_\Sigma^T) \right\}, \quad (1.27a)$$

$$p(\mathbf{V}_\Delta) = (2\pi)^{-K \cdot L/2} |\mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_\Delta \cdot \mathbf{\Pi}_L|^{-K/2} \times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \text{tr} \left((\mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_\Delta \cdot \mathbf{\Pi}_L)^{-1} \cdot \mathbf{V}_\Delta \cdot \mathbf{V}_\Delta^T \right) \right\}. \quad (1.276)$$

Оскільки в силу (1.17), (1.4) КМ

$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{Y}_{Bi} \cdot \mathbf{Y}_{Bi}^T} &= \mathbf{D}_{11}, & \overline{\mathbf{Y}_{Hi} \cdot \mathbf{Y}_{Bi}^T} &= \mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_{12} \cdot \mathbf{\Pi}_L, \\ \overline{\mathbf{Y}_{Bi} \cdot \mathbf{Y}_{Hi}^T} &= \mathbf{D}_{12}, & \overline{\mathbf{Y}_{Hi} \cdot \mathbf{Y}_{Hi}^T} &= \mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_{11} \cdot \mathbf{\Pi}_L, \quad i \in 1, K, \end{aligned}$$

то, використовуючи визначення (1.23), (1.22) і (1.7), неважко переконатися в тім, що вхідні в (1.27) матриці \mathbf{D}_Σ і $\mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_\Delta \cdot \mathbf{\Pi}_L$ являють собою КМ.

$$\mathbf{D}_\Sigma = \overline{\mathbf{v}_{\Sigma i} \cdot \mathbf{v}_{\Sigma i}^T}, \quad \mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_\Delta \cdot \mathbf{\Pi}_L = \overline{\mathbf{v}_{\Delta i} \cdot \mathbf{v}_{\Delta i}^T}, \quad i \in 1, K. \quad (1.28)$$

Тим самим K – вимірні «сумарна» \mathbf{V}_Σ і «різницева» \mathbf{V}_Δ вибірки (1.23) випадкових $L = M/2$ – вимірних векторів $\mathbf{v}_{\Sigma i}$ і $\mathbf{v}_{\Delta i}$ ($i \in 1, K$) мають такі (нормальні) розподілу (1.27), при яких сформовані з них по (1.25) матриці \mathbf{B}_Σ й \mathbf{B}_Δ мають розподілу Уишарта з K ступенями свободи й матрицями параметрів \mathbf{D}_Σ і $\mathbf{\Pi}_L \mathbf{D}_\Delta \mathbf{\Pi}_L$:

$$p(\mathbf{B}_\Sigma) = W_L^{(n)}(\mathbf{B}_\Sigma, K, \mathbf{D}_\Sigma), \quad (1.29a)$$

$$p(\mathbf{B}_\Delta) = W_L^{(n)}(\mathbf{B}_\Delta, K, \mathbf{\Pi}_L \cdot \mathbf{D}_\Delta \cdot \mathbf{\Pi}_L). \quad (1.29b)$$

Крім того, у силу наступної з (1.26) взаємної незалежності вибірок \mathbf{V}_Σ і \mathbf{V}_Δ матриці \mathbf{B}_Σ й \mathbf{B}_Δ (1.25) також взаємно незалежні, тому їх сумісна щільність $p(\mathbf{B}_\Sigma, \mathbf{B}_\Delta) = p(\mathbf{B}_\Sigma) \cdot p(\mathbf{B}_\Delta)$. Перемножуючи щільності (1.29a) і (1.29b) і враховуючи (1.26), (1.24), (1.8), одержимо щільність $p(\mathbf{B}_V)$ матриці \mathbf{B}_V (1.24):

$$p(\mathbf{B}_V) = \frac{|\mathbf{B}_V|^{-(K-L-1)/2} \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2} \text{tr} (\mathbf{D}_V^{-1} \cdot \mathbf{B}_V) \right\}}{2^{K \cdot L} \cdot \pi^{L \cdot (L-1)/2} \cdot |\mathbf{D}_V|^{K/2} \cdot \prod_{i=1}^L \Gamma^2 \left(\frac{K+1-i}{2} \right)}. \quad (1.30)$$

Кожна з утворюючих її симетричних $L \times L$ матриць \mathbf{B}_Σ і \mathbf{B}_Δ (1.25) визначається $L \cdot (L+1)/2$ параметрами, так що загальне число таких параметрів матриці \mathbf{B}_V (1.24), що дорівнює $L \cdot (L+1)$, у точності збігається із числом параметрів, що визначають матрицю \mathbf{A}_Π (1.21). Тому для одержання на основі (1.30) шуканої щільності

$p(\mathbf{A}_\Pi)$ досить визначити якобіан перетворення (1.24), що поєднує матриці \mathbf{B}_V й \mathbf{A}_Π .

Використовуючи (1.5) і (1.24), легко помітити, що

$$b_{i\ell} = a_{i\ell} + a_{i,2i+1-\ell}, \quad b_{2L+1-\ell,2L+1-i} = a_{i\ell} - a_{i,2L+1-\ell}, \\ i \in 1, L; \quad \ell \in i, L.$$

Тому матриця перетворення Якобі (1.24) може бути записана у вигляді $\mathbf{I}_{L(L+1)/2} \otimes \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$, де \otimes – символ кронекерівського добутку, і, отже, шуканий якобіан дорівнює $2^{L(L+1)/2}$.

Заміняючи в (1.30) матрицю \mathbf{B}_V на її подання (1.24а) і враховуючи (1.24б), (1.9), (1.8), одержимо

$$p(\mathbf{A}_\Pi) = \frac{|\mathbf{A}_\Pi|^{\frac{K-L-1}{2}} \exp\left\{-\frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{A}_\Pi)\right\}}{2^{\binom{K-L-1}{2}L} \pi^{L \cdot \binom{L-1}{2}} |\mathbf{D}|^{\frac{K}{2}} \prod_{i=1}^L \Gamma^2\left(\frac{K+1-i}{2}\right)}, \quad K \geq L. \quad (1.31)$$

Остання формула описує шукану щільність розподілу дійсної симетричної й персиметричної випадкової матриці \mathbf{A}_Π МП оцінки $\widehat{\mathbf{D}}_\Pi$ (1.21) дійсної персиметричної КМ \mathbf{D} (1.17), (1.2) парного порядку $M = 2L$.

1.1.1.3 Щільність розподілу МП оцінки комплексної персиметричної КМ

Нехай випадкові комплексні нормальні M – вимірні вектори $\mathbf{y}_i = \{\mathbf{y}_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^M = \mathbf{y}'_i + j \cdot \mathbf{y}''_i$ K – вимірної вибірки $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ взаємно незалежні, мають нульове середнє і однакову ненегативно визначену комплексну ермітову $M \times M$ КМ $\mathbf{C} = \{c_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^M = \mathbf{C}' + j\mathbf{C}''$, тобто

$$\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_i \sim CN(0, \mathbf{C}), \quad \bar{\mathbf{y}}_i = 0, \quad \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_\ell^*} = \mathbf{C} \cdot \delta(i - \ell), \quad i, \ell \in 1, K. \quad (1.32a)$$

Це означає [8, 12], що спільно нормально реальні \mathbf{y}'_i та уявні \mathbf{y}''_i частини векторів \mathbf{y}_i ($i \in 1, K$), тобто нормальні, мають нульове середнє і взаємно незалежні скла-

дені з них $2 \cdot M$ – вимірні дійсні вектори

$$\mathbf{g}_i^T = \{ \mathbf{y}'_i{}^T, \mathbf{y}''_i{}^T \} \sim N(0, \mathbf{Q}), \quad \bar{\mathbf{g}}_i = 0, \quad \overline{\mathbf{g}_i \cdot \mathbf{g}_\ell^T} = \mathbf{Q} \cdot \delta(i - \ell), \quad i, \ell \in 1, K \quad (1.32\text{б})$$

с однаковою $2 \cdot M \times 2 \cdot M$ кореляційною матрицею

$$\mathbf{Q} = \overline{\mathbf{g}_i \cdot \mathbf{g}_i^T} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{y}'_i \cdot \mathbf{y}'_i{}^T} & \overline{\mathbf{y}'_i \cdot \mathbf{y}''_i{}^T} \\ \overline{\mathbf{y}''_i \cdot \mathbf{y}'_i{}^T} & \overline{\mathbf{y}''_i \cdot \mathbf{y}''_i{}^T} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{C}' & -\mathbf{C}'' \\ \mathbf{C}'' & \mathbf{C}' \end{bmatrix}, \quad i \in 1, K. \quad (1.32\text{в})$$

Сумісний розподіл елементів вибірки в цьому випадку дорівнює [8, 10, 12]

$$p(\mathbf{Y}) = (\pi)^{-K \cdot M} |\mathbf{C}|^{-K} \exp \{ -tr(\mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{A}_C) \}, \quad (1.33)$$

де

$$\mathbf{A}_C = \{ a_{i\ell} \}_{i, \ell=1}^M = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = \mathbf{A}_C^* = K \cdot \hat{\mathbf{C}} \quad (1.34)$$

– $M \times M$ вибіркова комплексна КМ. В умовах (1.32) матриця $\hat{\mathbf{C}} = K^{-1} \mathbf{A}_C$ є МП оцінкою комплексної КМ \mathbf{C} загального виду [6–12], а матриця \mathbf{A}_C "має уведений в [6] комплексний розподіл Уишарта $W_M^{(C)}(\mathbf{A}_C, K, \mathbf{C})$ з K ступенями свободи й матрицею \mathbf{C} " [8], що має вигляд:

$$p(\mathbf{A}_C) = W_M^{(C)}(\mathbf{A}_C, K, \mathbf{C}) = \mathbf{F}_M^{(C)}(\mathbf{A}_C, K, \mathbf{C}) / \mathbf{f}_M^{(C)}(K, \mathbf{C}) \quad (1.35\text{а})$$

$$\mathbf{F}_M^{(C)}(\mathbf{A}_C, K, \mathbf{C}) = |\mathbf{A}_C|^{K-M} \exp \{ -tr(\mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{A}_C) \}, \quad (1.35\text{б})$$

$$\mathbf{f}_M^{(C)}(K, \mathbf{C}) = \pi^{M \binom{M-1}{2}} |\mathbf{C}|^K \prod_{i=1}^M \Gamma(K+1-i), \quad K \geq M. \quad (1.35\text{в})$$

Під комплексним розподілом матриці \mathbf{A}_C розуміється сумісний розподіл реальних і уявних частин її випадкових елементів, що її визначають [6–10]. Тим самим (1.35) є формою запису ненегативної функції M^2 змінних

$$p(\mathbf{A}_C) = p\{a_{11}, a_{22}, \dots, a_{MM}, a'_{i\ell}, a''_{i\ell}\}, \quad i \in 1, M-1, \ell \in i+1, M,$$

якими є дійсні діагональні елементи a_{ii} ($i \in 1, M$) та $M \cdot (M-1)$ реальних ($a'_{i\ell}$) і уявних ($a''_{i\ell}$) частин наддіагональних елементів $a_{i\ell} = a'_{i\ell} + j \cdot a''_{i\ell}$, ($i \in 1, M-1; \ell \in i+1, M$) випадкової ермітової матриці \mathbf{A}_C (1.34), які повністю її визначають.

Якщо КМ \mathbf{C} персиметрична, то в умовах (32) її МП оцінка може бути записа-

на у вигляді [10, 17, 22]:

$$\mathbf{C}'_{\Pi} = \frac{1}{K} \mathbf{A}_{\text{сп}}, \quad \mathbf{A}_{\text{сп}} = \frac{1}{2} (\mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* + \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{Y}^{\sim} \cdot \mathbf{Y}^T \cdot \mathbf{\Pi}_M) = \mathbf{A}_{\text{сп}}^* = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{A}_{\text{сп}}^{\sim} \cdot \mathbf{\Pi}_M. \quad (1.36)$$

Мета даного підрозділу – знайти щільність розподілу матриці $\mathbf{A}_{\text{сп}}$.

Ця матриця як сума двох ермітових матриць, кожна з яких є результатом повороту іншої відносно побічної діагоналі, ермітова й персиметрична. Тому вона повністю визначається $M \cdot (M + 1) / 2$ скалярними дійсними параметрами, з яких

$$r = \begin{cases} L \cdot (L - 1), & M = 2L - 1; \\ L^2, & M = 2 \cdot L, \quad L = \varepsilon[(M + 1) / 2] \end{cases} \quad (1.37)$$

уявних частин ($a''_{i\ell}$), а інші $M \cdot (M + 1) / 2 - r$ – реальні ($a'_{i\ell}$) частини елементів $a_{i\ell}$, $i \in 1, L$; $\ell \in i, M + 1 - i$, що задають всю матрицю $\mathbf{A}_{\text{сп}}$. В (1.37) $\varepsilon[\mathbf{x}]$ – ціла частина \mathbf{x} .

З порівняння (1.36) з (1.34) випливає, що перший доданок цієї матриці має розподіл $W_M^{(c)}(\mathbf{A}_c, K, \mathbf{C}/2)$. Такий же розподіл має й другий доданок, оскільки в умовах (1.11) вектори $\mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{y}_i^{\sim}$ ($i \in 1, K$) "переверненої" і комплексно сполученої вибірки $\mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{Y}^{\sim}$ мають ті ж властивості (1.36), що й вихідні вектори \mathbf{y}_i . Вибірki \mathbf{Y} й $\mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{Y}^{\sim}$ крім того, взаємно некорельовані ($\overline{(\mathbf{Y} \cdot (\mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{Y}^{\sim})^*)} = 0$) [17], однак не є спільно нормальними [21]. Тому з некорельованості не випливає їх взаємна незалежність, що не дозволяє представити сумісну щільність $p(\mathbf{Y}, \mathbf{\Pi}_M, \mathbf{Y}^{\sim})$ у вигляді добутку $p(\mathbf{Y}) \cdot p(\mathbf{\Pi}_M, \mathbf{Y}^{\sim})$, а для щільності їх суми – використовувати розподіл $W_M^{(c)}(\mathbf{A}_c, 2K, \mathbf{C}/2)$, справедливий тільки в умовах взаємної незалежності доданків.

Розглянемо перетворену унітарною матрицею \mathbf{T} (1.12) вибірку

$$\mathbf{V} = \{\mathbf{v}_i\}_{i=1}^K = \mathbf{T} \cdot \mathbf{Y} = \mathbf{V}_{\Sigma} + j \cdot \mathbf{V}_{\Delta}, \quad (1.38a)$$

$$\mathbf{V}_{\Sigma} = \{\mathbf{v}_{\Sigma i}\}_{i=1}^K = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{Y}' + \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{Y}''), \quad \mathbf{V}_{\Delta} = \{\mathbf{v}_{\Delta i}\}_{i=1}^K = \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{Y}'' - \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{Y}'), \quad (1.38b)$$

що дозволяє, використовуючи (1.13), переписати матрицю $\mathbf{A}_{\text{сп}}$ (1.36) у вигляді

$$\mathbf{A}_{\text{сп}} = \frac{1}{2} \mathbf{T}^* \cdot (\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^* + \mathbf{V}^{\sim} \cdot \mathbf{V}^T) \cdot \mathbf{T}.$$

Очевидно, що доданки в дужках взаємно комплексно сполучені, тому

$$\mathbf{A}_{\text{СП}} = \mathbf{T}^* \cdot \mathbf{B}_V \cdot \mathbf{T}, \quad (1.39)$$

де

$$\mathbf{B}_V = \{b_{i\ell}\}_{i,\ell=1}^M = \text{Re}(\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^*) = \mathbf{B}_\Sigma + \mathbf{B}_\Delta = \mathbf{B}_V^T, \quad (1.40a)$$

$$\mathbf{B}_\Sigma = \{b_{i\ell}^{(\Sigma)}\}_{i,\ell=1}^M = \mathbf{V}_\Sigma \cdot \mathbf{V}_\Sigma^T, \quad \mathbf{B}_\Delta = \{b_{i\ell}^{(\Delta)}\}_{i,\ell=1}^M = \mathbf{V}_\Delta \cdot \mathbf{V}_\Delta^T. \quad (1.40б)$$

Наслідком (1.39) є справедливість рівностей

$$\mathbf{B}_V = \mathbf{T} \cdot \mathbf{A}_{\text{СП}} \cdot \mathbf{T}^*, \quad |\mathbf{B}_V| = |\mathbf{A}_{\text{СП}}|, \quad (1.41)$$

у силу яких розв'язання задачі зводиться до пошуку щільності розподілу дійсної симетричної матриці \mathbf{B}_V .

Помітимо, що у відповідності до (1.32а, 1.32в), КМ «сумарних» \mathbf{v}_{Σ_i} і «різнице-вих» \mathbf{v}_{Δ_i} ($i \in 1, K$) векторів у вибірках \mathbf{V}_Σ і \mathbf{V}_Δ (1.38б) збігаються й дорівнюють:

$$\overline{\mathbf{v}_{\Sigma_i} \cdot \mathbf{v}_{\Sigma_\ell}^T} = \overline{\mathbf{v}_{\Delta_i} \cdot \mathbf{v}_{\Delta_\ell}^T} = \mathbf{C}_\Sigma \cdot \delta(i - \ell), \quad \mathbf{C}_\Sigma = \mathbf{C}_\Delta / 2, \quad i, \ell \in 1, K, \quad (1.42)$$

а щільність $p(\mathbf{V})$ вибірки \mathbf{V} (1.38а) внаслідок унітарності \mathbf{T} та (1.33), (1.9) є

$$p(\mathbf{V}) = (2\pi)^{-K \cdot M} |\mathbf{C}_\Sigma|^{-K} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{C}_\Sigma^{-1} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^*) \right\}, \quad (1.43)$$

де матриця \mathbf{C}_Δ визначена в (1.14).

Враховуючи симетрію матриць \mathbf{C}_Δ і \mathbf{C}_Σ й (1.40), легко перевірити справедливість рівностей

$$\text{tr}(\mathbf{C}_\Sigma^{-1} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^*) = \text{tr} \{ \mathbf{C}_\Sigma^{-1} \cdot \text{Re}(\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^*) \} = \text{tr}(\mathbf{C}_\Sigma^{-1} \cdot \mathbf{V}_\Sigma \cdot \mathbf{V}_\Sigma^T) + \text{tr}(\mathbf{C}_\Sigma^{-1} \cdot \mathbf{V}_\Delta \cdot \mathbf{V}_\Delta^T), \quad (1.44)$$

у силу яких (1.43) можна записати у вигляді

$$p(\mathbf{V}) = p(\mathbf{V}_\Sigma, \mathbf{V}_\Delta) = p(\mathbf{V}_\Sigma) \cdot p(\mathbf{V}_\Delta), \quad (1.45)$$

де

$$p(\mathbf{V}_\Sigma) = (2\pi)^{\frac{K \cdot M}{2}} |\mathbf{C}_\Sigma|^{-\frac{K}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \cdot \text{tr}(\mathbf{C}_\Sigma^{-1} \cdot \mathbf{V}_\Sigma \cdot \mathbf{V}_\Sigma^T) \right\}, \quad (1.46a)$$

$$p(\mathbf{V}_\Delta) = (2\pi)^{\frac{K \cdot M}{2}} |\mathbf{C}_\Sigma|^{-\frac{K}{2}} \exp\left\{-\frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{C}_\Sigma^{-1} \cdot \mathbf{V}_\Delta \cdot \mathbf{V}_\Delta^T)\right\}. \quad (466)$$

Звідси і з (1.18), (1.20), (1.40) випливає, що щільності розподілу матриць \mathbf{B}_Σ і \mathbf{B}_Δ (1.40) дорівнюють

$$p(\mathbf{B}_\Sigma) = W_M^{(D)}(\mathbf{B}_\Sigma, K, \mathbf{C}_\Sigma), \quad p(\mathbf{B}_\Delta) = W_M^{(D)}(\mathbf{B}_\Delta, K, \mathbf{C}_\Sigma), \quad (1.47a)$$

а самі ці матриці у відповідності з (1.45) взаємно незалежні.

Тому щільність розподілу їх суми (1.40) дорівнює [18, 22]

$$p(\mathbf{B}_V) = W_M^{(D)}(\mathbf{B}_V, 2K, \mathbf{C}_\Sigma) = \frac{|\mathbf{B}_V|^{\frac{2K-M-1}{2}} \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{C}_\Sigma^{-1} \cdot \mathbf{B}_V)\right\}}{2^{M \cdot K} \cdot \pi^{\frac{M(M-1)}{4}} \cdot |\mathbf{C}_\Sigma|^K \cdot \prod_{i=1}^M \Gamma\left(\frac{2K+1-i}{2}\right)}. \quad (1.47b)$$

Симетрична $M \times M$ матриця \mathbf{B}_V визначається $M \cdot (M+1)/2$ параметрами, що в точності збігається із числом параметрів, що визначають ермітову персиметричну матрицю $\mathbf{A}_{\text{СП}}$, для елементів якої $a_{i\ell} = a'_{i\ell} + j \cdot a''_{i\ell}$ справедливі рівності:

$$\begin{aligned} a_{i\ell} &= a_{M_\ell M_i} = \tilde{a}_{M_i M_\ell} = \tilde{a}_{\ell i}, \quad M_k = M+1-k, \\ a'_{i\ell} &= a'_{M_\ell M_i} = a'_{M_i M_\ell} = a'_{\ell i}, \\ a''_{i\ell} &= a''_{M_\ell M_i} = -a''_{M_i M_\ell} = -a''_{\ell i}, \quad i, \ell \in 1, M. \end{aligned}$$

Тому, з огляду на (1.12), для елементів матриці \mathbf{B}_V (1.41) одержимо:

$$b_{i\ell} = \alpha'_{i\ell} - \alpha''_{i, M_\ell}, \quad b_{M_\ell M_i} = \alpha'_{i\ell} + \alpha''_{i, M_\ell}, \quad b_{i, M_i} = \alpha'_{i, M_i}, \quad i \in 1, M, \quad \ell \in i, M,$$

що дозволяє представити якобіан перетворення (1.41) у вигляді

$$\det \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{I}_r \otimes \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} & \mathbf{0} \\ \hline \mathbf{0} & \mathbf{I}_L \end{array} \right] = \det \left(\mathbf{I}_r \otimes \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \right) = 2^r \quad (1.48)$$

Заміняючи в (1.47b) матрицю \mathbf{B}_V на її подання (1.41) і з огляду на (1.48) (1.42), (1.16), (1.15), одержимо

$$p(\mathbf{A}_{\text{СП}}) = \frac{|\mathbf{A}_{\text{СП}}|^{(2K-M-1)/2} \exp\{-tr(\mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{A}_{\text{СП}})\}}{2^r \cdot \pi^{M \cdot (M-1)/4} |\mathbf{C}|^K \cdot \prod_{i=1}^M \Gamma\left(\frac{2K+1-i}{2}\right)}, \quad (1.49)$$

$$r = \begin{cases} L \cdot (L-1), & M = 2 \cdot L - 1 \\ L^2, & M = 2 \cdot L \end{cases}, \quad K \geq L = \varepsilon \left[\frac{M+1}{2} \right].$$

Остання формула описує шуканий розподіл комплексної ермітової персиметричної $M \times M$ матриці $\mathbf{A}_{\text{СП}}$ МП оцінки $\hat{\mathbf{C}}_{\Pi}$ (36) ермітової персиметричної КМ \mathbf{C} (1.32), (1.11).

В окремому випадку $M=1$, коли $L=1$, $r=0$, $|\mathbf{C}| = C_{11} = \overline{|\mathbf{y}_1^{(i)}|^2} = \sigma^2$, а $\mathbf{A}_{\text{СП}} = a_{11} = \sum_{i=1}^K |\mathbf{y}_1^{(i)}|^2 = \mathbf{A}_{\text{C}}$, формула (1.49) перетвориться до виду:

$$p(\mathbf{A}_{\text{СП}}) = p(\mathbf{A}_{\text{C}}) = p(a_{11}) = \frac{1}{\sigma^2 \cdot (K-1)!} \left(\frac{a_{11}}{\sigma^2}\right)^{K-1} \cdot \exp\left(-\frac{a_{11}}{\sigma^2}\right), \quad (1.50)$$

тобто переходить у розподіл Ерланга з параметрами форми K та масштабу σ^2 , що описує щільність суми K квадратів модулів незалежних комплексних нормальних випадкових величин з нульовим середнім і однаковою дисперсією σ^2 [24].

1.1.1.4 Деякі властивості отриманих розподілів і приклади їх використання

Розподіли (1.31), (1.49) персиметричних оціночних КМ (1.21), (1.36) мають той же вид, що й розподіли (1.20), (1.35) оціночних КМ (1.19), (1.34) загального виду, але із збільшеною кількістю ступенів свободи. У зв'язку із цим на н переносяться (з відповідними коректуваннями) всі добре відомі властивості дійсного [1–5] і комплексного [6–10] розподілів Уишарта. Тут відзначимо тільки деякі з них.

Невироджене перетворення

$$\mathbf{B}_{\Pi} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{A}_{\Pi} \cdot \mathbf{U} \quad (1.51)$$

дійсної персиметричної оціночної $2L \times 2L$ матриці \mathbf{A}_{Π} (21) з розподілом (31) не-випадковою дійсною симметричною та персиметричною $2 \cdot L \times 2 \cdot L$ матрицею

$\mathbf{U} = \mathbf{U}^T = \mathbf{\Pi}_M \cdot \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Pi}_M$ дає симметричну та персимметричну матрицю \mathbf{B}_{Π} (51) з тим же розподілом (31), але з параметричною матрицею

$$\mathbf{D} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{U} \quad (1.52)$$

Дійсно, в умовах (1.21) матриця \mathbf{B}_{Π} (1.51) може бути записана у вигляді

$$\mathbf{B}_{\Pi} = \frac{1}{2} (\mathbf{U} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^T \cdot \mathbf{U} + \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Pi}_{2L} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^T \cdot \mathbf{\Pi}_{2L} \cdot \mathbf{U}) = \frac{1}{2} (\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T + \mathbf{\Pi}_{2L} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{\Pi}_{2L}), \quad (1.53)$$

де $\mathbf{V} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{Y} = \{\mathbf{v}_i\}_{i=1}^K$ – перетворена K – вимірна вибірка, складена з $2L$ – вимірних випадкових векторів

$$\mathbf{v}_i = N(0, \mathbf{D}), \quad \overline{\mathbf{v}_i} = 0, \quad \overline{\mathbf{v}_i \mathbf{v}_\ell^T} = \mathbf{D} \cdot \delta(i - \ell), \quad i, \ell \in 1, K. \quad (1.54)$$

Тому щільність матриці \mathbf{B}_{Π} (1.51) при $K \geq L$ можна записати у вигляді

$$p_{\mathbf{B}_{\Pi}}(\mathbf{G}) = \frac{|\mathbf{G}|^{(K-L-1)/2} \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2} \text{tr}(\mathbf{D}^{-1} \cdot \mathbf{G})\right\}}{2^{\binom{K-L+1}{2} L} \cdot \pi^{\frac{L(L-1)}{2}} \cdot |\mathbf{D}|^{\frac{K}{2}} \cdot \prod_{i=1}^L \Gamma^2\left(\frac{K+1-i}{2}\right)}, \quad (1.55)$$

Остання формула дозволяє, зокрема, легко обчислити якобіан

$$\left| \partial(\mathbf{B}_{\Pi}) / \partial(\mathbf{A}_{\Pi}) \right| = p(\mathbf{A}_{\Pi}) / p_{\mathbf{B}_{\Pi}}(\mathbf{U} \cdot \mathbf{A}_{\Pi} \cdot \mathbf{U})$$

перетворення (1.51). Використовуючи (1.31) з урахуванням (1.52), одержимо, що

$$\left| \partial(\mathbf{B}_{\Pi}) / \partial(\mathbf{A}_{\Pi}) \right| = |\mathbf{U}|^{L+1}.$$

Аналогічним чином неважко переконатися в тім, що якщо в (1.51) замість дійсної матриці \mathbf{A}_{Π} використовується комплексна матриця (1.36) з розподілом (1.49), а \mathbf{U} – ермітова та персимметрична, то перетворена матриця $\mathbf{B}_{\text{СП}} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{A}_{\text{СП}} \cdot \mathbf{U}$ має той же розподіл (1.49), але з параметричною матрицею $\mathbf{C}_U = \mathbf{U} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{U}$. При цьому якобіан перетворення виявляється рівним $|\partial(\mathbf{B}_{\text{СП}}) / \partial(\mathbf{A}_{\text{СП}})| = |\mathbf{U}|^{M+1}$.

Без використання розподілів (31), (49) обчислення цих якобіанів істотно більш складне.

Як другий приклад знайдемо щільність розподілу відносини двох квадратичних форм

$$v = \hat{S}/S, \quad S = (\mathbf{x}^* \cdot \mathbf{C}^{-1} \cdot \mathbf{x})^{-1}, \quad \hat{S} = (\mathbf{x}^* \cdot \mathbf{C}_{\Pi}^{-1} \cdot \mathbf{x})^{-1} = (K \cdot \mathbf{x}^* \cdot \mathbf{A}_{\text{СП}}^{-1} \cdot \mathbf{x})^{-1}, \quad (1.56)$$

де $\mathbf{x} = \mathbf{x}' + j \cdot \mathbf{x}''$ – не випадковий комплексний M – вимірний вектор, \mathbf{C} і $\hat{\mathbf{C}}_{\Pi}$ – $M \times M$ комплексна персиметрична КМ векторів y_i вибірки \mathbf{Y} (1.32) і її МП оцінка (1.36) відповідно, $\mathbf{A}_{\text{СП}}$ – випадкова матриця (1.36) з розподілом (1.49).

Розглянуте завдання виникає, зокрема, при аналізі ефективності адаптивної обробки у зв'язних системах з ФАР [10], "надрозділяючих" алгоритмах спектрального оцінювання [7] і т.і. В умовах, коли \mathbf{C} є КМ загального виду, а замість матриці $\mathbf{A}_{\text{СП}}$ використовується матриця (1.34) з розподілом Уишарта (1.35), для відношення (1.56) справедлива формула

$$v = K^{-1} \cdot d, \quad (1.57a)$$

де d – випадкова величина із щільністю [7, 10]

$$p_d(x) = [(K - M)!]^{-1} \cdot x^{K-M} \cdot \exp\{-x\} \quad (1.57b)$$

Ерланга з параметром форми $K - M + 1$ та рівним 1 параметром масштабу [24].

Для визначення щільності v (1.56) у розглянутих умовах скористаємося для матриці $\mathbf{A}_{\text{СП}}$ її поданням (1.39). Тоді, з огляду на властивості (1.13) матриці \mathbf{T} (1.12), для \hat{S} одержимо

$$\hat{S} = (K \cdot \mathbf{z}^* \cdot \mathbf{B}_v^{-1} \cdot \mathbf{z})^{-1}, \quad \mathbf{z} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{x}, \quad (1.58)$$

де \mathbf{B}_v – дійсна симетрична матриця (1.40) із щільністю (1.47).

Для практичних завдань адаптивної обробки в системах із центральною симетрією каналів приймання основний інтерес представляє випадок, коли вектор \mathbf{x} задовольняє умові $\mathbf{x} = \mathbf{\Pi}_M \cdot \tilde{\mathbf{x}}$. При цьому перетворений вектор $\mathbf{z} = (1 - j) \cdot \mathbf{x}_{\Delta} / \sqrt{2}$, а (1.58) перетвориться до виду:

$$\hat{S} = (K \cdot \mathbf{x}_{\Delta}^T \cdot \mathbf{B}_v^{-1} \cdot \mathbf{x}_{\Delta})^{-1}, \quad \mathbf{x}_{\Delta} = \mathbf{x}' - \mathbf{x}'' \quad (1.59)$$

Скориставшись далі методикою [7, 10], можна показати, що шукане значення v (1.56) у розглянутих умовах дорівнює:

$$v = K^{-1} \cdot d_1,$$

де d_1 – випадкова величина із щільністю

$$p_{d_1}(\mathbf{x}) = (\Gamma(K - (M - 1)/2))^{-1} \cdot \mathbf{x}^{K-(M+1)/2} \cdot \exp\{-\mathbf{x}\}.$$

Зокрема, при непарних $M = 2L - 1$, $p_{d_1}(\mathbf{x})$ переходить у розподіл Ерланга

$$p_{d_1}(\mathbf{x}) = ((K - L)!)^{-1} \cdot \mathbf{x}^{K-L} \cdot \exp\{-\mathbf{x}\} \quad (1.60)$$

с параметром форми $K - L + 1$, на $L - 1$, що перевершує відповідний параметр розподілу (1.57б).

1.1.1.5 Порівняння ефективності адаптивної обробки у довільних і центральносиметричних ФАР

Для широкого класу ФАР характерна центральна симетрія просторового розташування попарно ідентичних елементів (модулів). У таких ФАР $M \times M$ кореляційна матриця (КМ) $\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ власних шумів і зовнішніх випромінювань на виходах M каналів приймання може бути не тільки ермітовою, але й персиметричною (симетричною відносно другої (бічної) діагоналі). Аналогічну структуру можуть мати КМ міжперіодних флуктуацій пасивних перешкод на виходах часових каналів приймання систем СРЦ імпульсних РЛС [15, 17, 26, 29].

Нехай задана вибірка об'єму K

$$\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_i = \{y_m^{(i)}\}_{m=1}^M \sim CN(0, \Phi), \quad \overline{\mathbf{y}_i} = 0, \quad \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \Phi \cdot \delta_{ij}, \quad i, j \in 1, K \quad (1.61)$$

гаусових (нормальних) взаємно незалежних ($\delta_{ij} = 0, i \neq j; \delta_{ii} = 1$) M – вимірних векторів \mathbf{y}_i , $i \in 1, K$ комплексних амплітуд вихідних коливань M просторових (часових) каналів приймання в K моментів часу з нульовим середнім значенням і однаковою КМ Φ .

МП оцінка КМ загального виду дорівнює [9, 15, 17, 25, 26]

$$\widehat{\Phi} = K^{-1} \cdot \mathbf{A}, \quad \mathbf{A} = \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^* \quad (1.62)$$

Сумісна щільність визначальних елементів ермітової матриці \mathbf{A} описується

комплексним розподілом Уишарта [9, 25].

$$\begin{aligned} p(\mathbf{A}) &= J^{-1}(\Phi) \cdot |\mathbf{A}|^{K-M} \exp \{-tr(\Phi^{-1} \cdot \mathbf{A})\}, \quad K \geq M, \\ J(\Phi) &= \pi^{\frac{M(M-1)}{2}} \cdot |\Phi|^K \cdot \prod_{i=1}^M \Gamma(K+1-i). \end{aligned} \quad (1.62a)$$

Тут $|\mathbf{C}|$ і $tr(\mathbf{C})$ – детермінант і слід матриці \mathbf{C} , $\Gamma(x)$ – гама функція [24].

МП оцінка ермітової персиметричної КМ [15, 17, 29]

$$\widehat{\Phi}_{\Pi} = K^{-1} \cdot \mathbf{A}_{\Pi}, \quad \mathbf{A}_{\Pi} = 1/2 \cdot (\mathbf{A} + \mathbf{\Pi} \cdot \mathbf{A}^{\sim} \cdot \mathbf{\Pi}), \quad (1.63)$$

де $\mathbf{\Pi}$ – $M \times M$ ортогональна матриця перестановок з одиницями на побічній діагоналі; (\sim) – символ комплексного спряження.

Сумісна щільність визначальних елементів матриці \mathbf{A}_{Π} дорівнює [26]

$$\begin{aligned} p(\mathbf{A}_{\Pi}) &= J_{\Pi}^{-1}(\Phi) \cdot |\mathbf{A}_{\Pi}|^{K-\frac{(M+1)}{2}} \exp \{-tr(\Phi^{-1} \cdot \mathbf{A}_{\Pi})\}, \quad K \geq L = [(M+1)/2], \quad (1.63a) \\ J_{\Pi}(\Phi) &= 2^{-r} \cdot \pi^{\frac{M(M-1)}{4}} \cdot |\Phi|^K \cdot \prod_{i=1}^M \Gamma(K + \frac{l-i}{2}), \quad r = L \cdot [M/2], \end{aligned}$$

де $[x]$ – ціла частина x .

Від щільності (1.62a) вона відрізняється збільшенням на $(M-1)/2$ числом ступенів свободи. Ця відмінність і забезпечує вигравш в ефективності адаптивної обробки при переході в центральносиметричних системах від оцінки (1.62) до оцінки (1.63). Вигравш залежить від розв'язуваної задачі та критеріїв ефективності, що ілюструється наведеними прикладами.

1. Розглянемо спочатку залежність від об'єму вибірки K відносного зсуву

$$\Delta(\alpha) = (S(\alpha) - \overline{S(\alpha)}) / S(\alpha) = 1 - \overline{\hat{v}(\alpha)}, \quad \hat{v}(\alpha) = \widehat{S}(\alpha) / S(\alpha) \quad (1.64)$$

випадкової (оціночної) спектральної функції (СФ) методу "мінімальної дисперсії" Кейпона [25]

$$\widehat{S}(\alpha) = (\widehat{q}(\alpha))^{-1}, \quad \widehat{q}(\alpha) = \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \widehat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha), \quad \widehat{\Psi} = (\widehat{\mathbf{O}})^{-1} \quad (1.65)$$

від "істинної" СФ

$$S(\alpha) = (q(\alpha))^{-1}, \quad q(\alpha) = \mathbf{x}^*(\alpha) \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}(\alpha), \quad \Psi = \widehat{\mathbf{O}}^{-1}. \quad (1.66)$$

Будемо при цьому вважати, що M – вимірний не випадковий "вектор сканування" $\mathbf{x}(\alpha) = \{x_i(\alpha)\}_{i=1}^M$, що описує амплітудно-фазовий розподіл по каналах приймання сигналу точкового джерела з напрямку α , задовольняє природній для центральносиметричних систем умові

$$\mathbf{x}(\alpha) = c \cdot \mathbf{\Pi} \cdot \mathbf{x}^{\sim}(\alpha), \quad |c|^2 = 1. \quad (1.67)$$

У цьому випадку, як показано в [25, 26], нормована випадкова СФ $\hat{v}(\alpha)$ (1.64) має незалежний від α розподіл Ерланга [24] із щільністю

$$p(x) = K(Kx)^{\delta} \exp\{-K \cdot x\} / \Gamma(\delta + 1), \quad (1.68)$$

початковими моментами

$$\bar{v} = (\delta + 1) / K, \quad \bar{v}^2 = (\delta \cdot (\delta + 1)) / K^2, \quad (1.69)$$

і з параметрами форми

$$\delta = \delta_0 = K - M \geq 0 \quad \text{і} \quad \delta = \delta_{\Pi} = K - (M + 1) / 2 \quad (1.70)$$

для оцінок (1.62) і (1.63) відповідно. Тому зсув $\Delta(\alpha) = \Delta$ цих оцінок дорівнює

$$\Delta = \Delta_0 = (M - 1) / K, \quad \Delta = \Delta_{\Pi} = (M - 1) / 2 \cdot K = \Delta_0 / 2. \quad (1.71)$$

Тим самим перехід від (1.62) до (1.63) подвоює «швидкодiю» методу Кейпона, якщо мірою його служить відносний зсув (1.64) оцінної СФ (1.65).

2. Для оцінної СФ $\hat{S}(\alpha)$ (1.65) введена в [27] "інтегральна середньоквадратична помилка"

$$\varepsilon = (\alpha_2 - \alpha_1)^{-1} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \overline{\left(\frac{S(\alpha) - \hat{S}(\alpha)}{S(\alpha)} \right)^2} d\alpha = 1 - 2\bar{v} + \bar{v}^2, \quad (1.72)$$

яка впливає з (1.69), (1.70), дорівнює

$$\varepsilon = \varepsilon_0 = \frac{1}{K} + \frac{(M - 1)(M - 2)}{K^2}; \quad \varepsilon = \varepsilon_{\Pi} = \frac{1}{K} + \frac{(M - 1)(M - 3)}{4K^2}, \quad (1.73)$$

для оцінок (1.62) і (1.63) відповідно.

Розраховані по (1.73) для набору значень $M = 10, 20, 30, 40$ залежності $\varepsilon_0(K)$ й $\varepsilon_{\Pi}(K)$ показані на рис. 1.1

Видно, що при "великих" $K \gg M^2$ значення ε_0 та ε_{Π} практично збігаються (визначаються рівними першими доданками в (1.73)), однак для доведення їх до рівня $\varepsilon \leq -(10 \div 20)$ дБ об'єм вибірки K в оцінці (1.63) може бути приблизно вдвічі менше, ніж в оцінці (1.62).

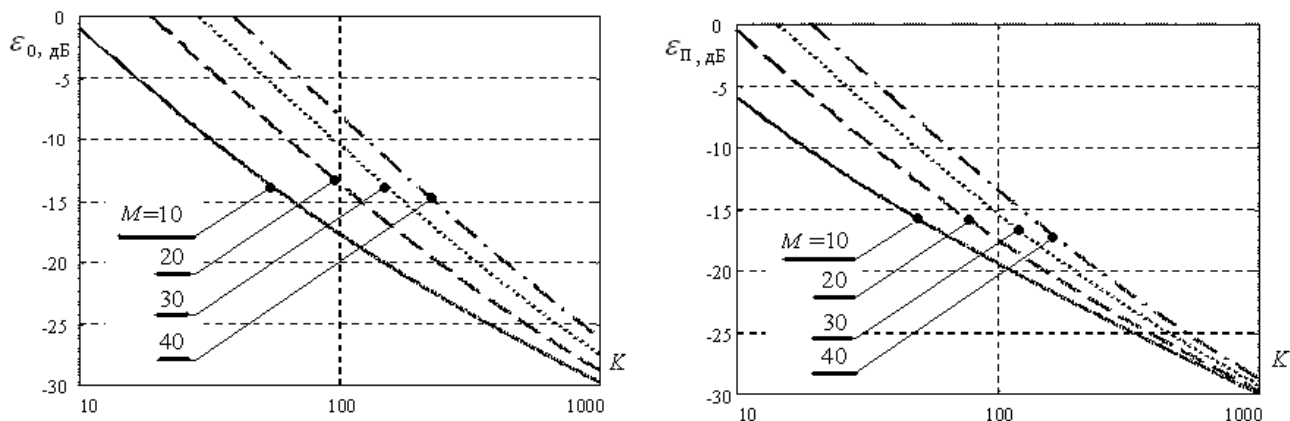


Рисунок 1.1 – Залежність інтегральної СКП від об'єму вибірки

3. Для характеристики роздільної здатності спектрального аналізу за критерієм Релея широко використовується нормований випадковий параметр

$$\mu(\alpha_1, \alpha_2) = \frac{\hat{\gamma}(\alpha_1, \alpha_2)}{\gamma(\alpha_1, \alpha_2)}, \quad \hat{\gamma}(\alpha_1, \alpha_2) = \frac{\hat{S}(\alpha_1)}{\hat{S}(\alpha_2)}, \quad \gamma(\alpha_1, \alpha_2) = \frac{S(\alpha_1)}{S(\alpha_2)}. \quad (1.74)$$

СФ $\hat{S}(\alpha)$ (1.65) в умовах (1.67) має щільність [28]

$$p_{\mu}(x) = \frac{\Gamma(2\delta+4)}{(\Gamma(\delta+2))^2} (1-|\rho|^2)^{\delta+2} \cdot \frac{x^{\delta+1}(1+x)}{((1+x)^2 - 4|\rho|^2 x)^{\delta+2.5}}, \quad (1.75)$$

де невідомий параметр ρ дорівнює

$$\rho = \rho(\alpha_1, \alpha_2) = \frac{\mathbf{x}^*(\alpha_1) \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}(\alpha_2)}{(q(\alpha_1) \cdot q(\alpha_2))^{1/2}}, \quad (1.76)$$

а в ролі δ виступають значення δ_0 й δ_{Π} (1.70) для оцінок (1.62) і (1.63) відповідно.

Як показано в [28], при будь-яких значеннях $|\rho| < 1$ ($\alpha_1 \neq \alpha_2$) і $\delta \geq 0$ точка $x_0 = 1$ є медіаною щільності (1.75). Тому випадковий параметр $\hat{\gamma} = \hat{\gamma}(\alpha_1, \alpha_2)$ не нижче свого "істинного" значення $\gamma = \gamma(\alpha_1, \alpha_2)$ з фіксованою імовірністю $P(\hat{\gamma} \geq \gamma) = 0.5$

при будь-яких $\delta \geq 0$. Відповідно до (1.70) мінімальне значення $K = K_{\min}$, що забезпечує таку імовірність, для оцінки (1.62) дорівнює $K_{\min} = M$, що практично вдвічі більше, ніж значення $K_{\min} = (M + 1)/2$, достатнє при переході до (1.63).

4. Як останній приклад розглянемо нормовану випадкову величину [9]

$$\xi(\alpha) = \frac{|\mathbf{r}^*(\alpha) \cdot \mathbf{x}(\alpha)|^2}{q(\alpha) \cdot \mathbf{r}^*(\alpha) \cdot \Phi \mathbf{r}(\alpha)}, \quad \mathbf{r}(\alpha) = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x}(\alpha), \quad (1.77)$$

яка має зміст втрат у відношенні сигнал/(перешкода + шум) в адаптивному фільтрі, що максимізує відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) для сигналу $\mathbf{x}(\alpha)$, при заміні невідомої КМ перешкоди Φ її оцінками $\hat{\Phi}$ того або іншого виду.

Як показано в [9, 29], величина $\xi(\alpha)$ має бета-розподіл [24] із щільністю

$$p_{\xi}(x) = p(x, K) = \frac{(v+w-1)!}{(v-1)!(w-1)!} \cdot x^{v-1} \cdot (1-x)^{w-1}. \quad (1.78)$$

Параметри v і w цієї щільності рівні [25, 26]

$$v = v_0 = \delta_0 + 2, \quad w = w_0 = M - 1 \quad (1.79a)$$

для оцінки (1.62) і вибірки (1.61) об'єму K та

$$v = v_n = v_0 / 2, \quad w = w_n = w_0 / 2 \quad (1.79b)$$

для оцінки (1.63) і вибірки (1.61) "половинного" об'єму $K_1 = K/2$. За таких умов середнє значення втрат $\bar{\xi}(\alpha) = v/(v+w)$ для обох оцінок однаково, але дисперсія $\sigma_{\xi}^2 = vw/((v+w)^2(v+w+1))$ при використанні (1.63) виявляється вдвічі більше.

Через відзначену відмінність дисперсій якість оцінок (1.62), (1.63) більш повно характеризується "інтегральним" критерієм

$$P(K) = \int_{v_{\text{пор}}}^1 p(x, K) dx, \quad (1.80)$$

що показує залежність від об'єму вибірки K ймовірності того, що втрати $\xi(\alpha)$ не перевищать заданий рівень $v_{\text{пор}}$.

Ці залежності для $M = 32$ показані на рис. 1.2 для оцінок (1.62) (криві 1, 2, 3) і

(1.63) (криві 4, 5, 6) при $\nu_{\text{пор}} = 0.5$ (–3дБ), 0.631 (–2дБ), 0.794 (–1дБ) відповідно.

Видно, що в умовах (1.67) оцінка (1.63) практично "подвоює" швидкодію адаптивної обробки – при будь-яких $\nu_{\text{пор}}$ вже по вибірці "половинного" об'єму $K_l = K/2$ вона забезпечує приблизно ту ж імовірність $P(K)$, що й оцінка (1.62) по вибірці об'єму $K \geq M$. Трохи більш висока ефективність оцінки (1.63) при "малих" $P(K) \leq 0.5$ і оцінки (1.62) – при "більших" $P(K) > 0.5$ обумовлена рівністю середніх і відзначеною відмінністю дисперсій.

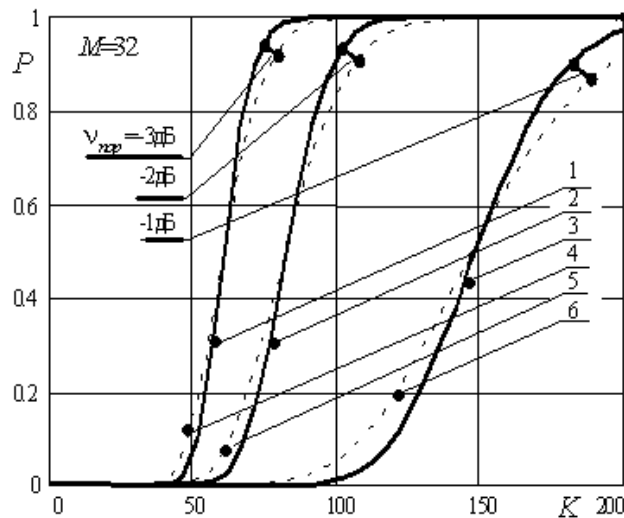


Рисунок 1.2 – Зв'язок імовірності втрат з об'ємом вибірки

Розглянуті резерви підвищення ефективності адаптивної обробки в центрально-симетричних системах найбільше просто реалізуються адаптивними решітчастими фільтрами [30-32]. У цьому випадку перехід від оцінок (1.62) до оцінок (1.63) можна виконати без збільшення, а в ряді випадків – і зі зменшенням об'єму обчислень.

1.1.1.6 Про методи оцінювання теплоцевих кореляційних матриць в задачах адаптивної просторово-часової обробки сигналів

Важливим джерелом підвищення швидкодії адаптивної обробки служить урахування достовірної апіорної інформації про регулярність просторових (часових)

каналів приймання, наслідком якої може бути специфічна симетрія (тьоплицевість) ермітової кореляційної матриці гаусових зовнішніх дій на виходах цих каналів. Така матриця повністю визначається елементами першого (останнього) стовпця, що створює передумови для підвищення швидкодії у порівнянні з системами з довільною структурою каналів приймання (з КМ загального виду), у тому числі з центрально – симетричними системами (з персиметричними КМ).

У літературі останніх десятиліть запропонована велика кількість алгоритмів використання резервів, пов'язаних з тьоплицевістю КМ, для задач адаптації, і їх список продовжує поповнюватися. У цих умовах важливі коректні порівняльні дослідження різних методів, на основі яких можуть бути обґрунтовані рекомендації з їх вибору та практичної реалізації.

Позитивно визначена ермітова КМ є тьоплицевою, якщо всі елементи, розташовані на одній діагоналі, рівні між собою. Тьоплицева $M \times M$ КМ (ТКМ) $\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ ($\Phi = \Phi^*$) має вигляд

$$\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M = \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1^* & \cdots & \rho_{M-2}^* & \rho_{M-1}^* \\ \rho_1 & \rho_0 & \rho_1^* & \cdots & \rho_{M-2}^* \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \rho_{M-2} & \cdots & \rho_1 & \rho_0 & \rho_1^* \\ \rho_{M-1} & \rho_{M-2} & \cdots & \rho_1 & \rho_0 \end{bmatrix},$$

$$\varphi_{ij} = \rho_{i-j} = \varphi_{ji}^*, \quad \varphi_{i+1,j+1} = \varphi_{i,j}, \quad i, j \in 1, M-1,$$

і повністю визначається елементами ρ_i ($i \in 0, M-1$) першого (останнього) стовпця – автокореляційною послідовністю (АКП) $\mathbf{t} = \{\rho_i\}_{i=0}^{M-1}$ рівновіддалених відліків відповідного стаціонарного процесу.

Нижче вважається, що апріорі невідома $M \times M$ ТКМ $\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{i,j=1}^M$ гауссівських вихідних сигналів M просторових (часових) каналів приймання оцінюється по класифікованій вибірці $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ об'єму K комплексних нормальних взаємно незалежних M – вимірних векторів

$$\mathbf{y}_i = \{y_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^M \sim CN(\mathbf{0}, \Phi), \quad \overline{\mathbf{y}_i} = \mathbf{0}, \quad \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \begin{cases} \Phi, & i = j, \\ \mathbf{0}, & i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in 1, K, \quad (1.81)$$

с нульовим вектором середніх значень та із шуканою ТКМ Φ .

Резерви підвищення ефективності обробки за заданим критерієм, пов'язані з використанням "тьоплицевих" алгоритмів оцінювання КМ, визначаються тим вирашем, який вони можуть забезпечити у порівнянні з оцінками, що не враховують цю специфіку, або враховують її тільки частково.

До числа таких оцінок можна віднести наступні.

1⁰. Вибіркова КМ

$$\widehat{\Phi} = \{\widehat{\varphi}_{ij}\}_{i,j=1}^M = K^{-1} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = K^{-1} \cdot \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*. \quad (1.82)$$

В умовах (1.81) і $K \geq M$ вона являє собою оцінку максимальної правдоподібності (МП оцінку) КМ загального виду (КМ ОВ) (см (1.62)).

При $K < M$ оцінка (1.82) вироджена, тому процедури адаптації на базі тих або інших функцій матриці, оберненої до неї, при такій вибірці не визначені.

2⁰. "Діагонально регуляризована" (*diagonal loading (dl)*) вибіркова КМ [33–36]

$$\widehat{\Phi}_{dl} = c1 \cdot \mathbf{I}_M + \widehat{\Phi}, \quad c1 > 0, \quad (1.83)$$

невироджена та позитивно визначена (п.в.) уже при $K \geq 1$.

3⁰. Персиметрична оцінка (див. (1.63))

$$\widehat{\Phi}_{II} = \frac{1}{2} (\widehat{\Phi} + \mathbf{\Pi} \cdot \widehat{\Phi}^{\sim} \cdot \mathbf{\Pi}) = \frac{1}{2} (\widehat{\Phi} + \mathbf{\Pi} \cdot \widehat{\Phi}^T \cdot \mathbf{\Pi}). \quad (1.84)$$

Тут $\mathbf{\Pi}$ – симетрична $M \times M$ матриця перестанов з одиницями на бічній діагоналі; (\sim) і $(^T)$ – символи комплексного спряження і транспонування відповідно.

В умовах (1.81) 3⁰ є МП оцінкою персиметричної КМ (ПКМ), якою за визначенням є і ТКМ, у зв'язку із чим оцінка 3⁰ частково враховує специфіку ТКМ. Вона позитивно визначена вже при $K \geq M/2$, тому для формування функцій матриці, оберненої до 3⁰, потрібно вдвічі менший об'єм вибірки, чим на основі оцінки 1⁰.

4⁰. Діагонально регуляризована персиметрична оцінка

$$\widehat{\Phi}_{dl\Pi} = c2 \cdot \mathbf{I}_M + \widehat{\Phi}_{\Pi}, \quad c2 > 0 \quad (1.85)$$

з параметром регуляризації $c2 > 0$, невироджена і п.в. при будь-яких $K \geq 1$.

МП оцінки тьоплицевих КМ є розв'язками нелінійних матричних рівнянь, замкнуті вираження яких у загальному випадку відсутні [37]. У зв'язку із цим у літературі запропоновано багато інших "тьоплицевих" оцінок, які можна умовно розділити на "прямі" і "непрямі".

До прямих ми відносимо методи, у яких оціночна ТКМ будується шляхом того або іншого перетворень в "тьоплицеві" МП оцінки 1⁰ – 4⁰.

Прикладами таких оцінок служать наступні.

5⁰. Елементи

$$\widehat{\varphi}_{ij}^{(T)} = \widehat{\rho}_{i-j} = \widehat{\varphi}_{ji}^{(T)*}, \quad i \geq j, \quad (1.86a)$$

ермітової тьоплицевої оцінки $\widehat{\Phi}_T$ будуються по елементах оціночної АКП

$$\mathbf{t1} = \{ \widehat{\rho}_i \}_{i=0}^{M-1} = \widehat{\Phi} \cdot \mathbf{e}_1, \quad \widehat{\rho}_i = \widehat{\varphi}_{i+1,1}, \quad i \in 0, M-1, \quad (1.86b)$$

у ролі якої використовується перший стовпець [38] оціночних матриць 1⁰ або 3⁰. Тут і нижче \mathbf{e}_m – m -й ($m \in 1, M$) стовпець одиничної $M \times M$ матриці \mathbf{I}_M .

Оцінка (1.86) асимптотично (при $K \rightarrow \infty$) незміщена та спроможна, однак не є гарантовано позитивно визначеною.

6⁰. Елементи тьоплицевої оцінки $\widehat{\Phi}_T$ знову будуються по (1.86a), але елементами $\widehat{\rho}_i$ визначальної АКП служать середні арифметичні значення елементів i -ої діагоналі оцінок 1⁰ – 4⁰ [14, 38, 39]:

$$\widehat{\rho}_i = \frac{1}{M-i} \cdot \sum_{k=1}^{M-i} \widehat{\varphi}_{i+k,k}, \quad i \in 0, M-1. \quad (1.87)$$

Відповідна оцінка ТКМ також асимптотично незміщена й спроможна, але гарантовано позитивно визначена тільки при $M = 2$.

7⁰. В (1.86a) елементами $\widehat{\rho}_i$ визначальної АКП служать середні арифметичні

значення елементів i -ї діагоналі оцінок $1^0 - 4^0$, зважені вікном Бартлетта [14, 39]:

$$\hat{\rho}_i = \frac{1}{M} \cdot \sum_{k=1}^{M-i} \hat{\varphi}_{i+k,k}, \quad i \in 0, M-1. \quad (1.88)$$

Оцінка ТКМ у цьому випадку гарантовано позитивно визначена, але навіть асимптотично ($K \rightarrow \infty$) зміщена.

До групи "прямих" можна віднести і метод "зворотніх ітерацій" (ЗІ), запропонований в [37]. Він полягає в рекурентному відшуканні розв'язку нелінійного матричного рівняння, коренем якого є МП оцінка ТКМ. Кожне нове наближення будується за "базовими" оцінками 1^0 або 2^0 і матриці, оберненої до наближення попереднього кроку. Як початкове наближення може використовуватися кожна п.в. ермітова теплопліцева матриця, у ролі якої в [37] виступає одинична.

Для стислості метод ЗІ далі позначається 8^0 .

В "непрямих" методах по навчаючій вибірці (1.81) безпосередньо оцінюються не елементи АКП, а параметри тих або інших подань ТКМ, зокрема, параметри оберненої до неї матриці або співмножники її факторизованого подання, часто більш зручного для розв'язання різних задач адаптивної обробки.

До методів цієї групи можна віднести наступні.

9^0 . Метод Ю.І. Абрамовича, Д.З. Арова, В.Г. Качура (ААК) [40]. У ньому використовується відома формула Гохберга – Семенцула відновлення матриці, оберненої до ТКМ, по її першому стовпцю [41, 42]. У ролі цього стовпця використовується перший стовпець матриць, обернених до оцінок $1^0 - 4^0$, якщо корінь полінома, коефіцієнтами якого є елементи цього стовпця, лежать у межах одиничного кола. Якщо серед них є корені, що лежать поза одиничним колом, то вони обертаються, і обернена матриця відновлюється по формулі Гохберга – Семенцула по коефіцієнтах нового полінома з усіма коріннями, що лежать у межах одиничного кола.

10^0 . Оцінювання методом Берга [30, 43] коефіцієнтів "часткової" кореляції, що виступають у ролі параметрів адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ) [30, 44, 45] з "заповненими" трикутними матричними імпульсними характеристиками (МІХ), які покладаються множниками Холецького матриці, оберненої до шуканої оцінки теплопліцевої КМ.

11⁰. Оцінювання параметрів АРФ по алгоритму 10⁰, але на основі регуляризованої навчаючої вибірки, утвореної доповненням навчаючої вибірки $\mathbf{Y} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K$ (1.81) стовпцями матриці-регуляризатора [44, 45].

12⁰. "Стрічкова" регуляризація оцінки оберненої матриці за рахунок настроювання по "тьоплицевому" алгоритму 10⁰ тільки $zz < M$ ступенів АРФ [44–46].

13⁰. Комбінована "стрічково-діагональна" регуляризація оцінки оберненої матриці по алгоритму 12⁰, застосованому до регуляризованої навчаючої вибірки 11⁰.

Названі методи не вичерпують весь арсенал запропонованих на даний час, однак тут ми обмежимося порівнянням наведених.

Отримані вище оцінки $\hat{\Phi}$ ТКМ або матриці $\hat{\Psi}$, що апроксимує обернену до неї, використовуються для формування вагового вектора (імпульсної характеристики (IX))

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x} \quad (1.89a)$$

адаптивного фільтра, що реалізує перетворення

$$p = \mathbf{u}^* \cdot \mathbf{r} \quad (1.89b)$$

M – вимірний вектора (пачки) комплексних амплітуд адитивної суміші $\mathbf{u} = \{u_i\}_{i=1}^M = \mathbf{y} + \gamma \cdot \mathbf{s}$ ($\gamma = 0, 1$) взаємно незалежних гауссівських перешкод $\mathbf{y} = \{y_i\}_{i=1}^M$ з тьоплицевої КМ Φ (1.81) і, можливо (при $\gamma = 1$), корисного гауссівського сигналу $\mathbf{s} = \{s_i\}_{i=1}^M = \beta \cdot \mathbf{x}$, $\mathbf{x} = \{x_i\}_{i=1}^M$, $\beta \sim CN(0, h)$.

Як показник ефективності порівнюваних методів використовується залежність від об'єму K навчаючої вибірки (1.81) випадкової величини [9]

$$\chi(K) = \frac{\hat{\mu}(K)}{\mu} \leq 1, \quad (1.90a)$$

$$\hat{\mu}(K) = \frac{|\hat{\mathbf{r}}^*(K) \cdot \mathbf{x}|^2}{\hat{\mathbf{r}}^*(K) \cdot \Phi \cdot \hat{\mathbf{r}}(K)}, \quad \mu = \mathbf{x}^* \cdot \Psi \cdot \mathbf{x}, \quad (1.90b)$$

що має зміст втрат вихідного відношення сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ) адаптивного фільтра у порівнянні з його максимальним значенням μ , що у гіпотетичній

ситуації відомої КМ Φ забезпечується оптимальним ваговим вектором $\mathbf{r} = \Psi \cdot \mathbf{x}$.

Втрати (1.90) розраховуються для перешкод з безперервними та дискретними спектрами $s(f)$, пов'язаними із КМ рівністю Вінера – Хинчина

$$\Phi = \{\varphi_{pq}\}_{p,q=1}^M = \int_{-1/2}^{1/2} s(f) \cdot \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df, \quad (1.91a)$$

в якій

$$\mathbf{x}(f) = \{e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \ell}\}_{\ell=1}^M \quad (1.91b)$$

– вектор еквідистантних відліків гармоніки з нормованою (часовою, просторовою) частотою $f \in [-0.5, 0.5]$.

В обох випадках розглядаються перешкоди зі спектрами і КМ виду

$$s(f) = 1 + \eta \cdot s_{norm}(f), \quad \Phi = \mathbf{I}_M + \eta \cdot \rho, \quad (1.91b)$$

в яких перші доданки – спектр і КМ некорельованих власних шумів M каналів приймання з однакової (одиничної) дисперсією (потужністю), η – відносна (стосовно цих шумів) потужність перешкоди, $s_{norm}(f)$ – її спектр, нормований умовою

$$\int_{-1/2}^{1/2} s_{norm}(f) df = 1, \quad (1.92a)$$

$$\rho = \{\rho_{pq}\}_{p,q=1}^M = \int_{-1/2}^{1/2} s_{norm}(f) \cdot \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df, \quad \rho_{pp} = 1 \quad (1.92b)$$

– $M \times M$ матриця коефіцієнтів взаємної кореляції перешкод M каналів приймання.

Зовнішні перешкоди мають безперервні спектри

$$s_{norm}(f) = \frac{c_0}{\prod_{i=1}^p |1 - \beta_i \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f}|^2}, \quad \beta_i = |\beta_i| \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_i}, \quad |\beta_i| < 1, \quad i \in 1, p, \quad (1.93)$$

тобто апроксимуються процесами авторегресії (АР) порядку $p \geq 1$ з параметрами β_i .

Нормуюча константа c_0 забезпечує виконання умов (1.92a).

Перешкоди з дискретними спектрами виду

$$s_{norm}(f) = \frac{1}{h_{\Sigma}} \sum_{i=1}^n h_i \cdot \delta(f - f_i), \quad h_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n h_i, \quad f_i \in [-0.5, 0.5] \quad (1.94a)$$

у силу (1.91) і (1.92) мають КМ виду

$$\Phi = \mathbf{I}_M + \eta \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{h} \cdot \mathbf{X}^*, \quad \mathbf{X} = \{ \mathbf{x}(f_i) \}_{i=1}^n, \quad \mathbf{h} = \text{diag} \{ h_i / h_{\Sigma} \}_{i=1}^n, \quad (1.94б)$$

і відповідають сукупності n комплексних гармонік з нормованими частотами (просторовими, часовими) f_i і відносними інтенсивностями h_i , $i \in 1, n$. При моделюванні джерела цих перешкод розташовувалися в "напрямах" максимумів перших бічних пелюстків узгодженої характеристики спрямованості системи приймання. У розглянутих "регулярних" системах КМ (1.91) і (1.94б) ермітові та тьоплицеві.

На рис. 1.3 для "прямих" алгоритмів 1^0 , 3^0 , $5^0 - 7^0$ показані залежності критерію (1.90а) від об'єму K навчачої вибірки (1.81).

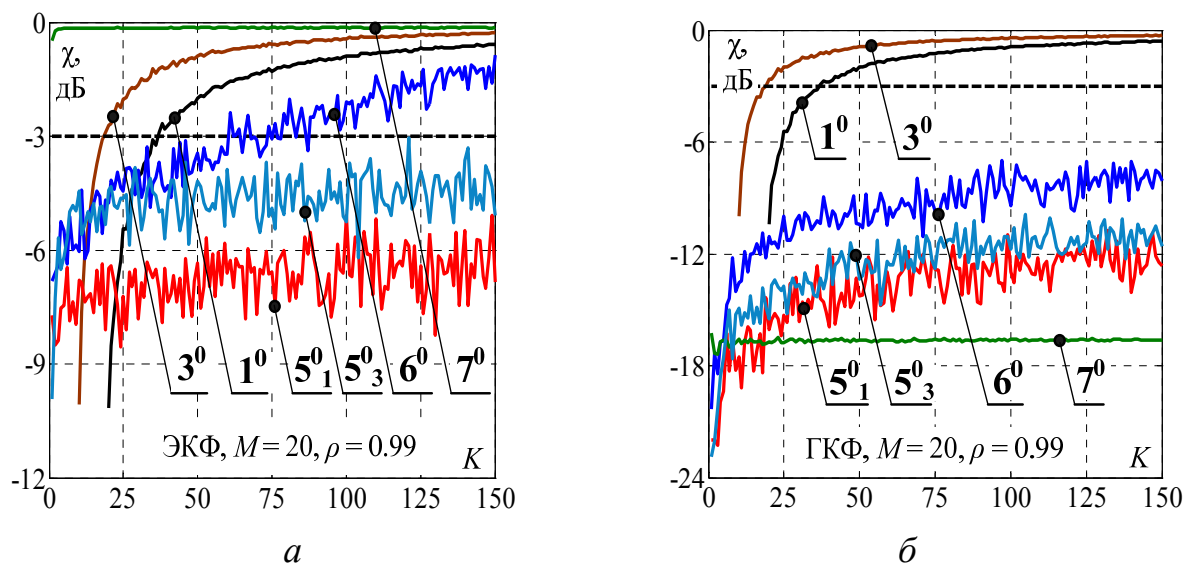


Рисунок 1.3 – Швидкодія оцінок 1^0 , 3^0 і $5^0 - 7^0$

Наведено приклади завод з відносною інтенсивністю $\eta = 50$ дБ з експоненційною (ЕКФ) (а) і гаусівською (ГКФ) (б) кореляційними функціями (КФ) з коефіцієнтом кореляції суміжних відліків $\rho = 0.99$. Криві отримані усередненням результатів $NA = 100$ незалежних випробувань. Номерами 5^0_1 й 5^0_3 тут позначений алгоритм 5^0 , побудований по МП оцінках КМ ЗВ (1.82) і персиметричної КМ (1.84) відповідно.

Як впливає із рисунку, втрати в ВСПШ адаптивного фільтра незалежно від виду КФ для оцінок 1^0 і 3^0 не перевершують 3 дБ (входять в "3 дБ зону") при вибір-

ках об'єму $K \approx 2 \cdot M - 3$ й $K \approx M - 1$ відповідно, що повністю узгоджується з теорією і свідчить про правильність використаної методики моделювання.

Залежність енергетичних втрат χ (1.90а) від об'єму вибірки K (далі для стислості – енергетична швидкодія) при використанні оцінок 5^0 і 6^0 має різко флюктууючий характер. Причина цього, як відзначалось вище, полягає у відсутності гарантії позитивної визначеності відповідних оціночних ТКМ при довільних значеннях K . За рахунок цього середнє значення оціночного ВСПШ χ навіть нижче, ніж на основі оцінок 1^0 або 3^0 , у яких специфіка КМ ігнорується або враховується тільки частково. У зв'язку із цим найпростіші алгоритми "тьоплицезації" 5^0 , 6^0 практично непридатні для розв'язання розглянутої задачі.

Перехід до гарантовано позитивно визначеної оцінки 7^0 практично усуває флюктуації $\chi(K)$ (1.90) при будь-яких $K \geq 1$ і для перешкод з ЕКФ ($p=1$) забезпечує майже граничне значення $\chi(K)$ уже при $K=1$ (рис. 1.3, а). Однак із зростанням порядку апроксимуючого вхідного Ар-процесу відповідні значення $\chi(K)$ через зміщеність оцінки 7^0 зменшуються і можуть бути істотно меншими, ніж при використанні оцінок 1^0 або 3^0 (рис. 1.3, б). У зв'язку з цим цю оцінку можна також вважати практично непридатною.

На рис. 1.4 показані результати дослідження методу ЗІ (алгоритм 8^0) в умовах перешкод з відносною інтенсивністю $\eta = 50$ дБ із безперервним спектром і ГКФ із коефіцієнтом кореляції $\rho = 0.99$ (а, б), і в умовах перешкод від $n=4$ точковими джерелами (в, г). Штрихові лінії відповідають оцінкам 1^0 , 3^0 і 8^0 , суцільні – регуляризованим оцінкам 2^0 , 4^0 і 8^0 з параметрами регуляризації $c_1 = c_2 = 1$.

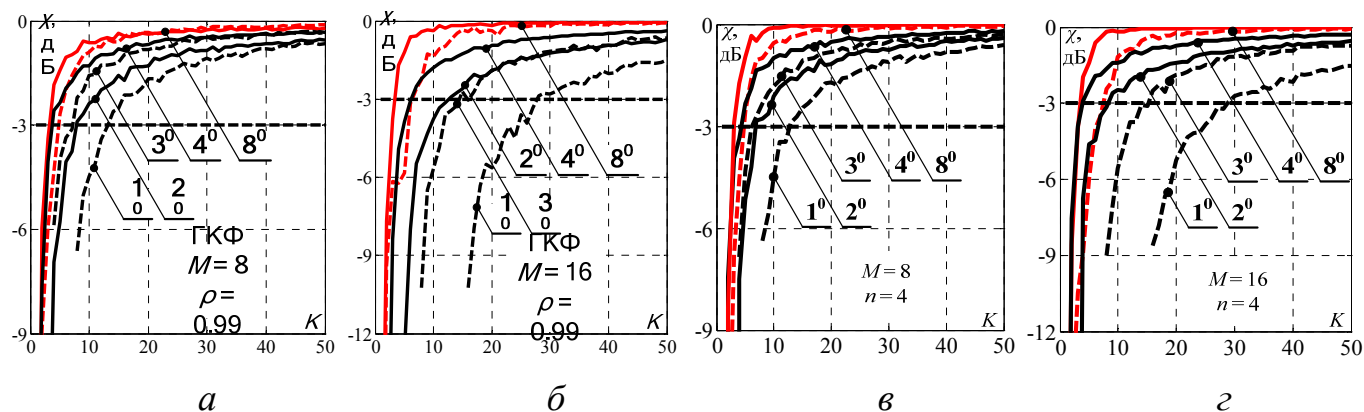


Рисунок 1.4 – Швидкодія оцінок $1^0 - 4^0$, 8^0

Як впливає з наведених рисунків, перехід від оцінок 1^0 до 3^0 і від 2^0 до 4^0 , що враховує персиметрію ТКМ, приблизно подвоює швидкодню, що повністю погоджується з аналітичними результатами. У свою чергу перехід від МП оцінок 1^0 КМ ЗВ і оцінок 3^0 ПКМ до їх регуляризованих різновидів 2^0 і 4^0 в умовах n точкових джерел перешкод забезпечує вхід в "3 дБ зону" втрат за $K \approx 2 \cdot n$ та $K \approx n$ навчаючих вибірок, що також погоджується з теорією.

Ще більш високу швидкодню забезпечує метод ЗІ (оцінка 8^0). Причина цього – більша повнота урахування в ній специфіки ТКМ.

На жаль, цей метод мало придатний для практичного використання через велику обчислювальну складність, оскільки на кожному кроці рекурентної процедури необхідно обертати матрицю розміром $M \times M$.

Наведені результати в цілому дозволяють вважати, що всі розглянуті "прямі" методи "тютьплицезації" МП оцінок КМ ЗВ і ПКМ, як і їх регуляризовані модифікації, практично недоцільні для реалізації через низьку ефективність або високу складність. Перейдемо тому до "непрямих" методів.

Рис. 1.5 відповідає алгоритму ААК 9^0 в умовах рис 1.3, б, з.

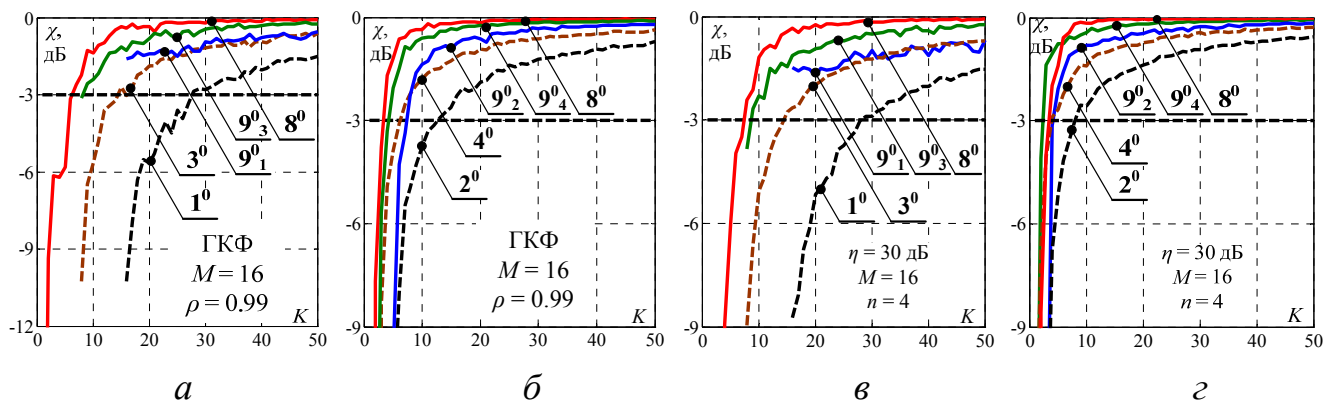


Рисунок 1.5 – Швидкодня методу ААК 9^0

Нижнім індексом при номері 9^0 вказуються оцінки $1^0 - 4^0$ матриць, що обертаються для одержання визначального стовпця, по елементах якого будується оцінка матриці, оберненої до ТКМ.

Видно, що швидкодня алгоритму 9^0 вище, ніж швидкодня його "джерел". Як показано в [15], вигреш у порівнянні з "джерелами" теоретично тим більше, чим більше коренів полінома, сформованого з елементів першого стовпця оберненої матриці $1^0 - 4^0$, потрібно модифікувати (обертати).

Проте, цей метод не перевершує по швидкодії метод ЗІ 8^0 і також занадто складний для практичної реалізації через необхідність відшукувати корені поліномів M -го ступеня, модифікувати їх і потім обчислювати коефіцієнти поліномів по їх модифікованих коренях.

На рис. 1.6 показані результати випробувань в умовах рис. 1.4 "непрямого" алгоритму 10^0 на основі АРФ. Тут він порівнюється з алгоритмами 1^0 , 3^0 на основі МП оцінок КМ ЗВ і ПКМ, а також із кращим з розглянутих вище алгоритмом ЗІ 8^0 .

Видно, що при відносно малому числі каналів приймання $M = 8$ (а, в) алгоритм 10^0 на основі "тьоплицевого" АРФ [44, 45] практично не уступає алгоритму ЗІ 8^0 , а в міру збільшення їх числа (б, г) стає навіть більш ефективним (швидкодіючим) при незрівнянно меншій обчислювальній складності.

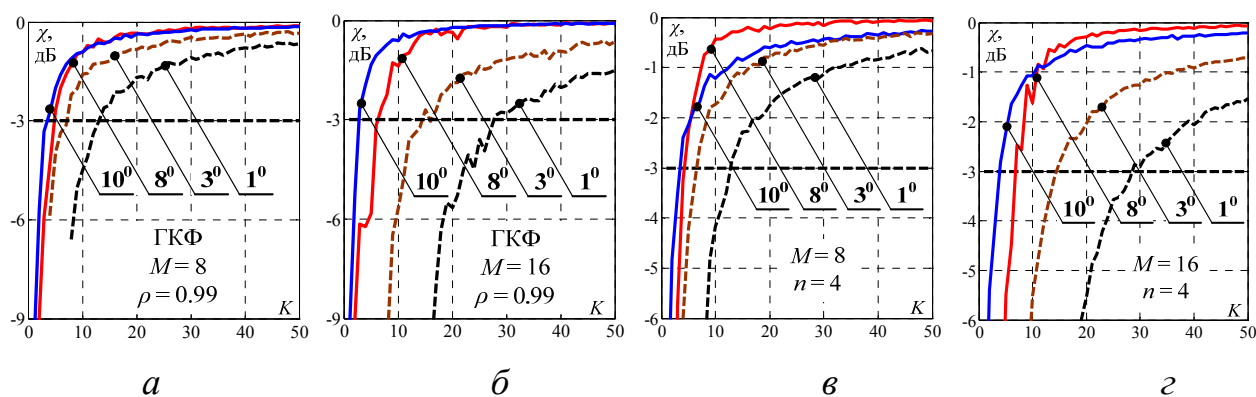


Рисунок 1.6 – Швидкодія алгоритму 10^0 на основі АРФ

На рис. 1.7 показані результати порівняння "непрямих" алгоритмів $10^0 - 13^0$ в умовах рис. 1.6 при настроюванні $zz < M$ ступенів "стрічкових" АРФ (для алгоритмів 12^0 , 13^0). Нижній індекс у номерів алгоритмів 11^0 і 13^0 вказує значення параметрів діагональної регуляризації навчаючих вибірок, по яких настроюється АРФ.

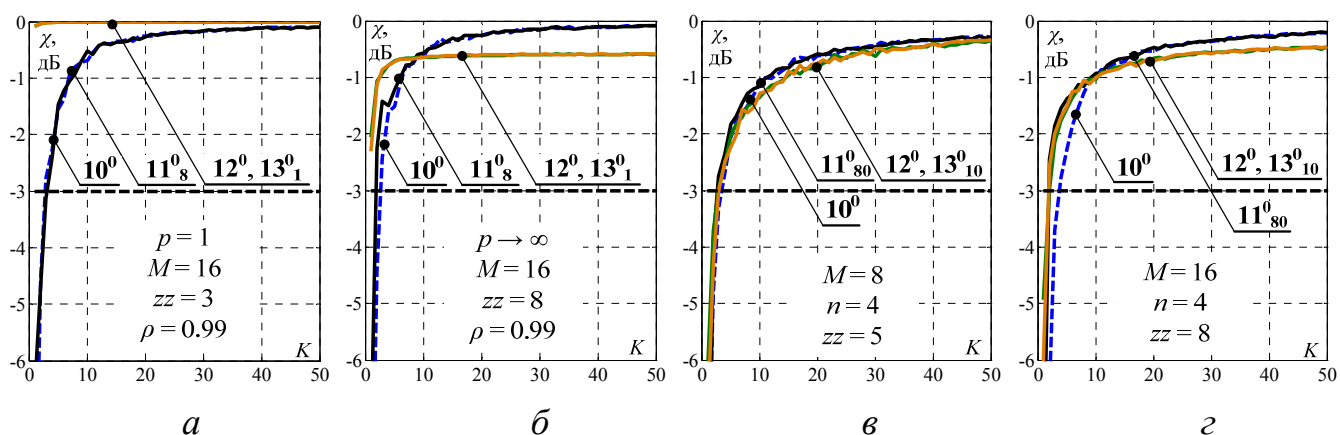


Рисунок 1.7 – Швидкодія методів $10^0 - 13^0$ на основі АРФ

Видно, що "стрічкові" алгоритми 12^0 , 13^0 практично не уступають більш складним алгоритмам 10^0 – 11^0 , але можуть бути й більш ефективними, зокрема, при низькому порядку вхідного Ар-процесу (a). При цьому вибір як регуляризаторів, так і ширини стрічки (числа ступенів АРФ, що налагоджуються) не дуже критичний.

Проведений порівняльний аналіз показує, що існуючі методи урахування априорної інформації про теплоцевість кореляційних матриць перешкод на виходах регулярних систем просторово-часової обробки сигналів істотно нерівноцінні по ефективності (швидкодії). Зокрема, розглянуті "прямі" методи, у яких оціночні теплоцеві КМ будуються шляхом того або іншого перетворення нетеплоцевих оціночних КМ, наприклад, МП оцінок КМ загального виду або персиметричних КМ, практично непридатні для використання через низьку ефективність (за критерієм (1.90)) або високу складність.

З "непрямих" методів, у яких у ролі безпосередньо оцінюваних виступають не елементи автокореляційної послідовності, а параметри тих або інших подань ТКМ, практично найбільш доцільні ті, у яких оцінюються співмножники факторизованого подання Левинсона матриці, оберненої до ТКМ, що реалізуються в адаптивних решітчастих фільтрах. З декількох варіантів таких методів більше прості, а в деяких випадках – і більше ефективні алгоритми 12^0 , 13^0 стрічково-діагональної регуляризації, реалізовані простим обмеженням числа ступенів АРФ, що налагоджуються.

Така регуляризація корисна не тільки у випадку ТКМ вхідних дій, але й для завдань СТАР (space-time adaptive processing) з довільними КМ (с довільною структурою каналів приймання).

1.1.2 Використання стрічково-діагональної регуляризації МП оцінок кореляційної матриці завад для підвищення швидкодії адаптивної обробки

Висока швидкодія адаптивної просторово-часової обробки (space-time adaptive processing, СТАР) сигналів на тлі завад – необхідна умова її ефективної роботи в реальних умовах малих інтервалів стаціонарності вхідних дій. Вона бажана і у практи-

чно можливих ситуаціях стаціонарності на відносно великих часових інтервалах, оскільки дозволяє знизити вимоги до обсягу операцій обробки в одиницю часу.

Важливу роль у збільшенні швидкодії STAP на тлі гауссівських перешкод зіграло доповнення запропонованої в [9] оцінки максимальної правдоподібності (МП оцінки) їх кореляційних матриць діагональною матрицею – регуляризатором (*diagonal loading*) [33]. За рахунок цього процедура адаптації M – канальної ($M \gg 1$) системи обробки могла починатися не після накопичення M навчаючих вибірок, а відразу після отримання першої з них. Це істотно підвищило швидкодію в умовах перешкод від $n \ll M$ точкових джерел зовнішніх випромінювань.

Ще один спосіб регуляризації, заснований на стрічковій апроксимації оцінки оберненої матриці, був запропонований в [46], де було також висловлене припущення про доцільність спільно використовувати обидва види регуляризації МП оцінок для підвищення швидкодії STAP, згодом теоретично підтверджене в [47, 48].

Всі розглянуті нижче адаптивні фільтри формують вагові суми

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\mathbf{r}}^* \cdot \mathbf{u} = \sum_{i=1}^M \hat{r}_i^* \cdot u_i \quad (1.95)$$

компонент M – вимірного вхідного вектора (пачки)

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_\gamma = \{u_i^{(\gamma)}\}_{i=1}^M = \mathbf{y} + \gamma \cdot \mathbf{s}, \quad \gamma = 0, 1 \quad (1.96a)$$

адитивної суміші взаємно незалежних векторів перешкоди $\mathbf{y} = \{y_\ell\}_{\ell=1}^M \sim CN(0, \Phi)$ і, можливо (при $\gamma = 1$), когерентної пачки корисного сигналу

$$\mathbf{s} = \{s_i\}_{i=1}^M = \boldsymbol{\beta} \cdot \mathbf{x}, \quad \boldsymbol{\beta} \sim CN(0, \sigma_s^2). \quad (1.96b)$$

Вагові вектори (імпульсні характеристики)

$$\hat{\mathbf{r}} = \hat{\Psi} \cdot \mathbf{x} \quad (1.97)$$

фільтрів, що порівнюються, відрізняються матрицями $\hat{\Psi} = \{\hat{\omega}_{ij}\}_{i,j=1}^M$.

Розглядаються 4 різновиди матриць $\hat{\Psi}$.

1⁰. Запропонована та досліджена в [9] матриця

$$\widehat{\Psi} = \widehat{\Psi}_1 = \widehat{\Phi}^{-1}, \quad (1.98)$$

обернена до МП оцінці КМ (1.82)

$$\widehat{\Phi} = \{\widehat{\phi}_{ij}\}_{i,j=1}^M = K^{-1} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = K^{-1} \cdot \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*, \quad (1.99)$$

утвореної $K \geq M$ взаємно незалежними векторами перешкод із властивостями

$$\overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_j^*} = \begin{cases} \Phi, & i = j, \\ \mathbf{0}, & i \neq j, \end{cases} \quad i, j \in 1, K. \quad (1.100)$$

При об'ємі вибірки $K < M$ оцінка (1.99) вироджена, тому процедура адаптації (1.97), (1.95) на основі зворотної матриці (1.98) теоретично може початися тільки після набору $K \geq M$ навчаючих векторів перешкоди із властивостями (1.100).

2^0 . Аналогічна (1.98) матриця

$$\widehat{\Psi} = \widehat{\Psi}_2 = \widehat{\Phi}_{dl}^{-1}, \quad (1.101)$$

обернена до "діагонально навантаженої" [33] вибіркової КМ (1.83)

$$\widehat{\Phi}_{dl} = c \cdot \mathbf{I}_M + \widehat{\Phi}, \quad c > 0. \quad (1.102)$$

На відміну від (1.99), остання не вироджена при будь-яких $K \geq 1$, тому процедура адаптації (1.97), (1.95) на її основі може починатися вже з $K = 1$.

3^0 . Стрічкова (*band*) ермітова $M \times M$ матриця

$$\widehat{\Psi} = \widehat{\Psi}_3 = \widehat{\Psi}_b = \mathbf{H}_b^* \cdot \mathbf{H}_b = \mathbf{N}_b \cdot \mathbf{N}_b^* \quad (1.103)$$

с шириною стрічки $z = 2 \cdot m - 1$, де \mathbf{H}_b й \mathbf{N}_b – її нижні трикутні стрічкові $M \times M$ матриці-співмножники із шириною стрічки $m \leq M$. Останні виходять із рядків $m \times m$ трикутних співмножників ермітових матриць, обернених до головних $m \times m$ підматриць $\widehat{\Phi}^{(m)}(\ell) = \{\widehat{\phi}_{ij}\}_{i,j=\ell}^{m+\ell-1}$ ($\ell \in 1, M+1-m$) МП оцінки КМ (1.99). Ці підматриці з імовірністю 1 не вироджені вже при об'ємі навчаючої вибірки $K \geq m$, достатньому для початку адаптації на основі (1.103).

Не вироджену $M \times M$ матрицю, обернену до (1.103), ми називаємо стрічково (*band*) регуляризованою.

4⁰. Ермітова стрічкова $M \times M$ матриця із шириною стрічки $z = 2 \cdot m - 1$, $m \leq M$,

$$\widehat{\Psi} = \widehat{\Psi}_4 = \widehat{\Psi}_{bd} = \mathbf{H}_{bd}^* \cdot \mathbf{H}_{bd} = \mathbf{N}_{bd} \cdot \mathbf{N}_{bd}^*, \quad (1.104)$$

побудована тим же способом, але по головним $m \times m$ підматрицям діагонально регуляризованої матриці (1.102). Адаптація в цьому випадку може починатися вже з вибірки об'єму $K = 1$. Невироджена матриця, обернена до (1.104), називається далі діагонально (*band-diagonal*) регуляризованою.

Критерієм швидкодії розглянутих алгоритмів, як і в п. 1.1.1.7, служить залежність випадкової величини

$$\chi(K) = \frac{\widehat{\mu}(K)}{\mu} \in 0, 1, \quad \widehat{\mu}(K) = \frac{|\mathbf{x}^* \cdot \widehat{\mathbf{r}}(K)|^2}{\widehat{\mathbf{r}}^*(K) \cdot \Phi \cdot \widehat{\mathbf{r}}(K)}, \quad \mu = \mathbf{x}^* \cdot \Psi \cdot \mathbf{x} \quad (1.105)$$

від об'єму навчальної вибірки K (див. (1.90)). Вона має сенс втрат вихідного відношення сигнал/(перешкода + шум) (SINR) $\widehat{\mu}(K)$ фільтра (1.95) у порівнянні з його теоретичним максимумом μ , досяжним у гіпотетичній ситуації точно відомої КМ Φ при оптимальному ваговому векторі $\mathbf{r} = \Phi^{-1} \cdot \mathbf{x}$.

Втрати (1.105) розраховуються для перешкод з безперервними й дискретними спектрами $s(f)$, пов'язаними із КМ перешкод рівностями Вінера – Хинчина

$$\Phi = \left\{ \varphi_{pq} \right\}_{p,q=1}^M = \int_{-1/2}^{1/2} s(f) \cdot \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df, \quad \mathbf{x}(f) = \left\{ e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \ell} \right\}_{\ell=1}^M. \quad (1.106)$$

В обох випадках спектри й КМ перешкод мають вигляд

$$s(f) = 1 + \eta \cdot s_{norm}(f), \quad \Phi = \mathbf{I}_M + \eta \cdot \mathbf{p}, \quad (1.107)$$

де перші доданки – спектр і КМ некорельованих власних шумів M каналів приймання з однаковою (одиничною) потужністю, η – відносна (стосовно шумів) потужність зовнішньої перешкоди, $s_{norm}(f)$ – її спектр, нормований умовою

$$\int_{-1/2}^{1/2} s_{norm}(f) df = 1; \quad \boldsymbol{\rho} = \{\rho_{pq}\}_{p,q=1}^M = \int_{-1/2}^{1/2} s_{norm}(f) \cdot \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df \quad (\rho_{pp} = 1) \quad (1.108)$$

– $M \times M$ матриця коефіцієнтів взаємної кореляції завад M приймальних каналів.

Зовнішні перешкоди з безперервними спектрами апроксимуються процесами авторегресії (АР) цілого порядку $p \geq 1$:

а) з експоненціальною кореляційною функцією (ЕКФ) ($p = 1$)

$$\rho_{pq} = \rho_1^{|p-q|}, \quad (1.109)$$

де ρ_1 – коефіцієнт кореляції перешкод двох суміжних каналів приймання;

б) з гаусівською кореляційною функцією (ГКФ) ($p \rightarrow \infty$)

$$\rho_{pq} = \rho_1^{|p-q|^2}. \quad (1.110)$$

Дискретні спектри перешкод мають вигляд

$$s_{norm}(f) = (1/h_\Sigma) \cdot \sum_{i=1}^n h_i \cdot \delta(f - f_i), \quad h_\Sigma = \sum_{i=1}^n h_i, \quad f_i \in -1/2, 1/2, \quad (1.111a)$$

їх КМ дорівнюють

$$\boldsymbol{\Phi} = \mathbf{I}_M + \eta \cdot \mathbf{X} \cdot \mathbf{h} \cdot \mathbf{X}^*, \quad \mathbf{X} = \{\mathbf{x}(f_i)\}_{i=1}^n, \quad \mathbf{h} = \text{diag}\{h_i/h_\Sigma\}_{i=1}^n. \quad (1.111б)$$

Такі перешкоди створюються, зокрема, сукупністю n комплексних гармонік із частотами (просторовими, часовими) f_i та інтенсивностями h_i , $i = 1, n$.

Результати моделювання для перешкод з безперервними спектрами показані на рис. 1.8, а для перешкод з дискретними спектрами – на рис. 1.9. Нижній індекс в оцінці $\mathbf{2}^0$ – значення параметра регуляризації $c_1 = K \cdot c$.

Вони повністю узгоджуються з відомими результатами, що стосуються адаптації на основі МП оцінок (1.99) КМ загального виду. Зокрема, криві $\mathbf{1}^0$ "починаються" з $K = M$ і входять у зону "3-дБ втрат" при $K \geq 2 \cdot M - 3$ (≈ 100 при $M = 50$) на всіх рис. 1 і рис. 2, що відповідають істотно різним перешкодовим сценаріям.

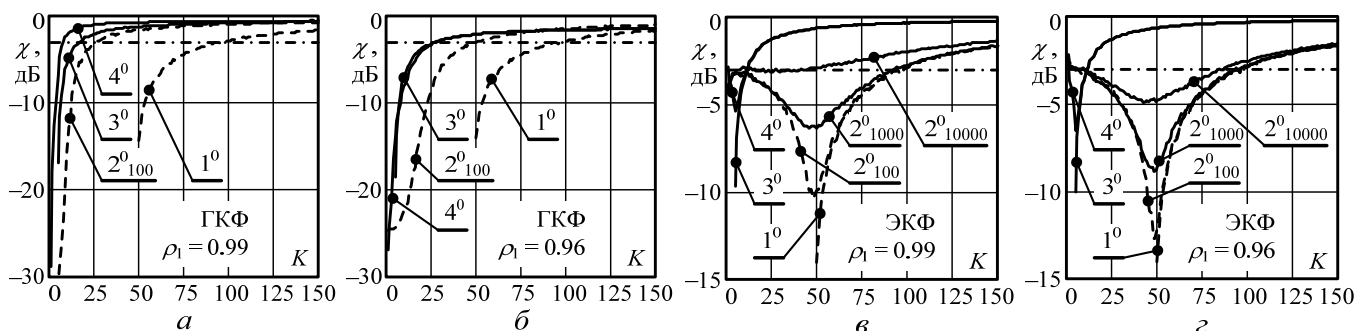


Рисунок 1.8 – Швидкодія оцінок $1^0 - 4^0$
(безперервні спектри, $\eta = 10^5$, $M = 50$, $f = 0.22$, $c = 100$, $m = 5$)

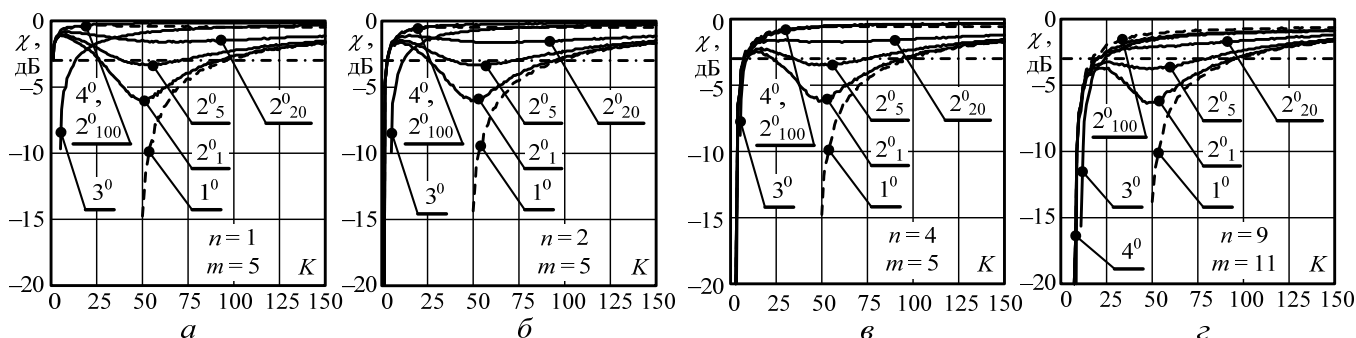


Рисунок 1.9 – Швидкодія оцінок $1^0 - 4^0$
(дискретні спектри, $\eta = 10^5$, $M = 50$, $f = 0.22$, $c = 100$, $m = 5$)

Недоліки МП оцінки 1^0 істотно послабляються оцінками $2^0 - 4^0$, побудованими відповідно до принципу "очікуваної правдоподібності" (*expected-likelihood* (EL)) – конструктивною альтернативою принципу "максимальної правдоподібності" (*maximum-likelihood* (ML)) в умовах вибірок малого об'єму [47, 48]. Суть принципу EL оцінювання полягає в тому, що в ролі оцінки апіорі невідомої істинної КМ використовується не матриця, що максимізує відношення правдоподібності (ВП), а матриця, що наближає його значення до тих, які можна чекати від ВП, породжуваного істинною КМ.

Для перешкод з безперервними спектрами (мал. 1) оцінка 3^0 (стрічкова регуляризація) у порівнянні з оцінкою 1^0 приблизно в 4 рази збільшує швидкодію при ГКФ (рис. 1.8, а, б), і приблизно в 8 разів – при ЕКФ перешкод (рис. 1.8, в, г). В обох випадках вона помітно ефективніше оцінки 2^0 . Виграші можуть збільшитися при виборі ширини стрічки відповідно до принципу EL.

Оцінка 4^0 (стрічково-діагональна регуляризація) поєднує достоїнства оцінок 2^0 , 3^0 – вона не гірше, але може бути й краще, ніж краща з них.

Для перешкод з дискретними спектрами діагонально регуляризована оцінка 2^0 із правильно заданим параметром регуляризації забезпечує вхід у зону "3 дБ втрат" при вибірці об'єму $K = 2 \cdot n$. Вона забезпечує більше високу швидкодію, ніж оцінка 3^0 при ширині стрічки $m > n$. Але й у цих умовах найбільш ефективна комбінована оцінка 4^0 , яка при $m > n$ забезпечує найкращий ефект навіть при неоптимальному параметрі діагональної регуляризації.

Розвинена теорія в сполученні з наведеними результатами моделювання переконливо свідчать про доцільність практичного використання комбінованої стрічково-діагональної регуляризації. Важливо, що така регуляризація може бути легко реалізована в АРФ.

Таким чином, зіставлена швидкодія різних алгоритмів просторово-часової адаптивної обробки когерентних сигналів на тлі гауссівських перешкод. Показано, що важливий резерв його підвищення пов'язаний зі стрічковою апроксимацією матриці, оберненої до діагонально регуляризованої оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці перешкод, параметри якої (ширина стрічки й скалярний множник діагональної регуляризації) вибираються відповідно до принципу "очікуваної правдоподібності". Додаткові резерви підвищення швидкодії пов'язані з урахуванням практично можливої апріорної інформації про специфіку структури КМ вхідних дій і використанням особливостей АРФ.

1.2 Практична реалізація методів підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад на ПЛІС

Як відзначалося вище, алгоритми адаптивної обробки, засновані на розроблених методах підвищення швидкодії, доцільно реалізовувати на адаптивних решітчастих фільтрах. Розглянемо їх практичну реалізацію для звичайного випадку захисту від активних перешкод трьох основних (інформаційних) каналів (одного сумарного й двох різницевих) загальною системою M компенсаційних каналів, створених, наприклад, з модулів ФАР. Для конкретності і без втрати загальності будемо вважати, що $M = 12$, що відповідає умовам однієї з РЛС, що зараз розробляється.

Алгоритм адаптивної обробки, що розглядається, складається з двох етапів – основного («робочий хід») і підготовчого (формування вагових векторів просторової обробки після набору навчаючої вибірки).

1. На основному («робочому») етапі.

У кожному (i -му, $i \in 1, KK$) елементі розділення за дальністю формуються три комплексних числа

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\Sigma}(i) &= \mathbf{r}_{\Sigma}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(\Sigma)} = u_{\Sigma}(i) + \mathbf{k}_{\Sigma}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(-)} = u_{\Sigma}(i) + \sum_{j=1}^{12} k_j^{(\Sigma)*} u_j^{(-)}(i), \\ \varepsilon_{\Delta 1}(i) &= \mathbf{r}_{\Delta 1}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(\Delta 1)} = u_{\Delta 1}(i) + \mathbf{k}_{\Delta 1}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(-)} = u_{\Delta 1}(i) + \sum_{j=1}^{12} k_j^{(\Delta 1)*} u_j^{(-)}(i), \\ \varepsilon_{\Delta 2}(i) &= \mathbf{r}_{\Delta 2}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(\Delta 2)} = u_{\Delta 2}(i) + \mathbf{k}_{\Delta 2}^* \cdot \mathbf{u}_i^{(-)} = u_{\Delta 2}(i) + \sum_{j=1}^{12} k_j^{(\Delta 2)*} u_j^{(-)}(i), \quad i \in 1, KK. \end{aligned} \quad (1.112)$$

Тут $u_{\Sigma}(i), u_{\Delta 1}(i), u_{\Delta 2}(i)$ – комплексні відліки сигналів i -го ($i \in 1, KK$) елемента розділення в сумарному, першому і другому різницевих каналах відповідно;

$$\mathbf{r}_{\Sigma} = \begin{Bmatrix} \mathbf{k}_{\Sigma} \\ 1 \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{r}_{\Delta 1} = \begin{Bmatrix} \mathbf{k}_{\Delta 1} \\ 1 \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{r}_{\Delta 2} = \begin{Bmatrix} \mathbf{k}_{\Delta 2} \\ 1 \end{Bmatrix} \quad - \quad (M+1) = 13 \text{-вимірні комплексні вагові}$$

вектори для сумарного, першого й другого різницевих каналів відповідно;

$$\mathbf{u}_i^{(\Sigma)} = \begin{Bmatrix} \mathbf{u}_i^{(-)} \\ u_{\Sigma}(i) \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{u}_i^{(\Delta 1)} = \begin{Bmatrix} \mathbf{u}_i^{(-)} \\ u_{\Delta 1}(i) \end{Bmatrix}, \quad \mathbf{u}_i^{(\Delta 2)} = \begin{Bmatrix} \mathbf{u}_i^{(-)} \\ u_{\Delta 2}(i) \end{Bmatrix} \quad - \quad (M+1) = 13 \text{-вимірні вектори,}$$

що складаються з комплексних відліків сигналів $\mathbf{u}^{(-)}$ $M=12$ допоміжних (компенсаційних) каналів, однакових для сумарного, першого й другого різницевих каналів, і одного основного (сумарного u_{Σ} або одного із двох різницевих $u_{\Delta 1}, u_{\Delta 2}$) у i -му елементі розділення.

Вказані числа ($\varepsilon_{\Sigma}(i), \varepsilon_{\Delta 1}(i), \varepsilon_{\Delta 2}(i)$) формуються на виходах трьох вагових суматорів, показаних на рис. 1.10.

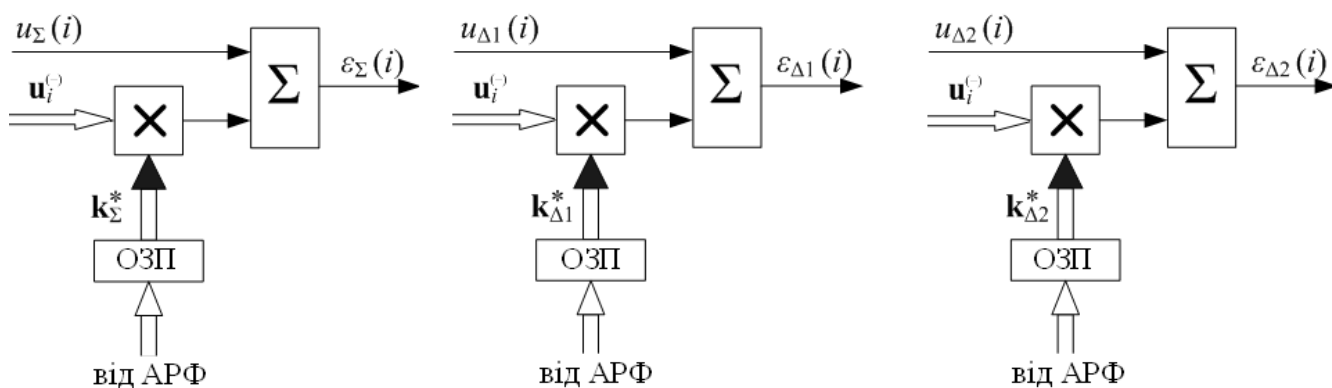


Рисунок 1.10. – Вагові суматори

Розгорнуте зображення першого вагового суматора показано на рис. 1.11.

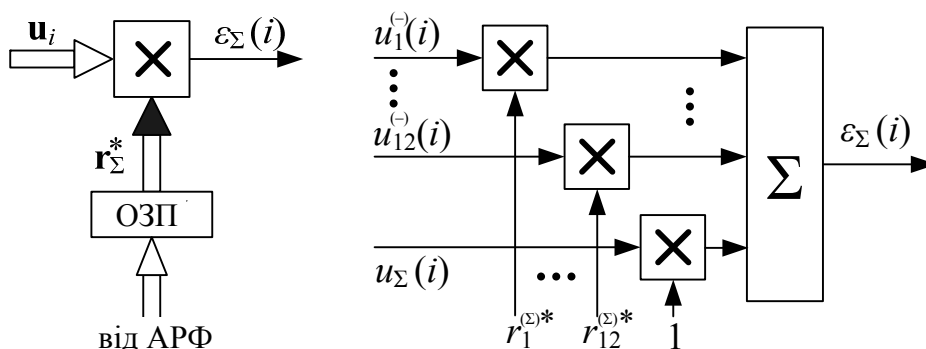


Рисунок 1.11 – Ваговий суматор (розгорнуте зображення)

Інші мають ту ж структуру і відрізняються тільки значеннями відліків на основному вході і ваговими векторами, сформованими адаптивним решітчастим фільтром (АРФ) на підготовчому етапі.

2. Підготовчий етап – формування вагових векторів в АРФ

Вихідними даними для розрахунку 3×13 матриці

$$\mathbf{R}_{(3 \times 13)} = \begin{Bmatrix} \mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*} \\ \mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*} \\ \mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*} \end{Bmatrix}$$

із трьох 13-вимірних комплексних вагових векторів $\mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*}$, $\mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*}$, $\mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*}$ служить

15×60 матриця (навчаюча вибірка) $\mathbf{Y}\mathbf{Y}_{(15 \times 60)} = \begin{Bmatrix} \mathbf{Y}_{(12 \times 60)} \\ \mathbf{G}_{(3 \times 60)} \end{Bmatrix}$, складена з матриці

$\mathbf{Y}_{(12 \times 60)}$ 12-вимірних комплексних векторів відліків сигналів 12 допоміжних каналів приймання в 60 суміжних інтервалах розділення, набраних на етапі адаптації, і 3×60 матриці $\left\{ \mathbf{y}_{\Sigma}^{(60)}, \mathbf{y}_{\Delta 1}^{(60)}, \mathbf{y}_{\Delta 2}^{(60)} \right\}^*$, утвореної 60-вимірними вектор-рядками відліків сигналів у сумарному ($\mathbf{y}_{\Sigma}^{(60)}$) і двох різницевих ($\mathbf{y}_{\Delta 1}^{(60)}$ і $\mathbf{y}_{\Delta 2}^{(60)}$) каналах строго в тих же 60 інтервалах розділення, з яких сформована навчаюча вибірка допоміжних каналів приймання.

Кожний з вагових векторів, що вимагаються, обчислюється по алгоритму

$$\mathbf{r} = \frac{1}{h_{13,13}} \cdot [\mathbf{e}_{13}^*, \mathbf{0}_{13}^*] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(13 \times 13)} \\ \mathbf{N}_{(13 \times 13)}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{h_{13,13}} \cdot \mathbf{h}\mathbf{p}^{(13)*}, \quad (1.113)$$

де $h_{13,13}$ – останній елемент вектора $\mathbf{h}\mathbf{p}^{(13)*} = \mathbf{e}_{13}^* \cdot \mathbf{H}_{(13 \times 13)}$ матриці $\mathbf{H}_{(13 \times 13)} = \{h_{i,j}\}_{i,j=1}^{13}$, $\mathbf{e}_{13}^* = [0 \ 0 \dots 0 \ 1]$ – останній рядок одиничної $\mathbf{I}_{(13 \times 13)}$ матриці, $\mathbf{0}_{13}^* = [0 \ 0 \dots 0 \ 0]$ – 13-мірна вектор-рядок нулів елементів.

Матриця $\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(13 \times 13)} \\ \mathbf{N}_{(13 \times 13)}^* \end{bmatrix}$ отримана перетворенням одиничної матриці $\mathbf{I}_{(13 \times 13)}$ в нала-

годженому АРФ, параметри якого оцінені по навчаючий вибірці $\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{(12 \times 60)} \\ \mathbf{y}^{(60)*} \end{bmatrix}$, що складається з відліків сигналів 12 допоміжних і одного основного (сумарного, першого або другого різницевого) каналу.

Таким чином, для формування трьох вагових векторів (для сумарного та двох різницевих каналів) потрібно три 13-канальних АРФ, як показано на рис. 1.12 на прикладі вагового вектора тільки для сумарного каналу.

Однак реалізація 3-х 13-ти – канальних АРФ невиправдано складна. Більш раціонально реалізувати один 15-ти – канальний АРФ із 12 загальними допоміжними каналами й трьома інформаційними (сумарним і двома різницевиими). На рис. 1.13 показана структура такого АРФ, а відповідний алгоритм формування на його основі необхідних вагових векторів

$$\mathbf{R} = \left[\mathbf{E}_{(3 \times 15)}^*, \mathbf{0}_{(3 \times 15)}^* \right] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(15 \times 13)} \\ \mathbf{N}_{(15 \times 13)}^* \end{bmatrix} \cdot \mathbf{C}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1/hp_{1,13}^{(\Sigma)} & 0 & 0 \\ 0 & 1/hp_{1,13}^{(\Delta 1)} & 0 \\ 0 & 0 & 1/hp_{1,13}^{(\Delta 2)} \end{bmatrix} \quad (1.114)$$

описано нижче.

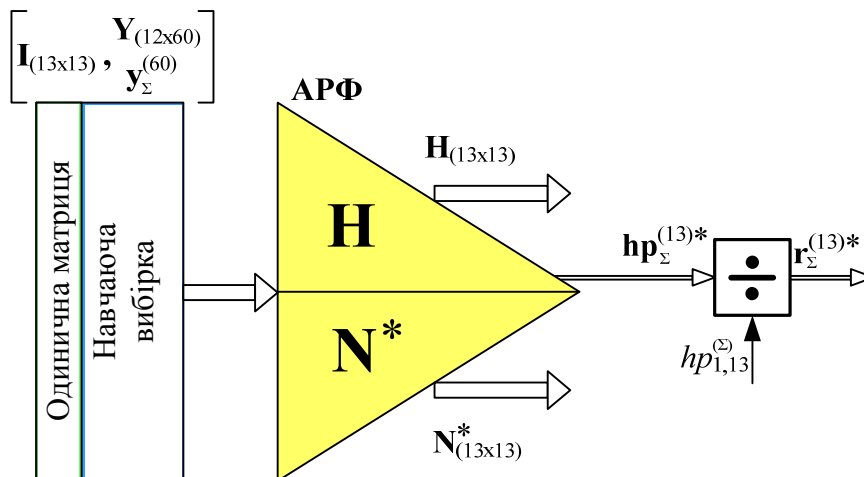


Рисунок 1.12 – Схема алгоритму (1.113) формування вагового вектора для сумарного каналу на основі АРФ

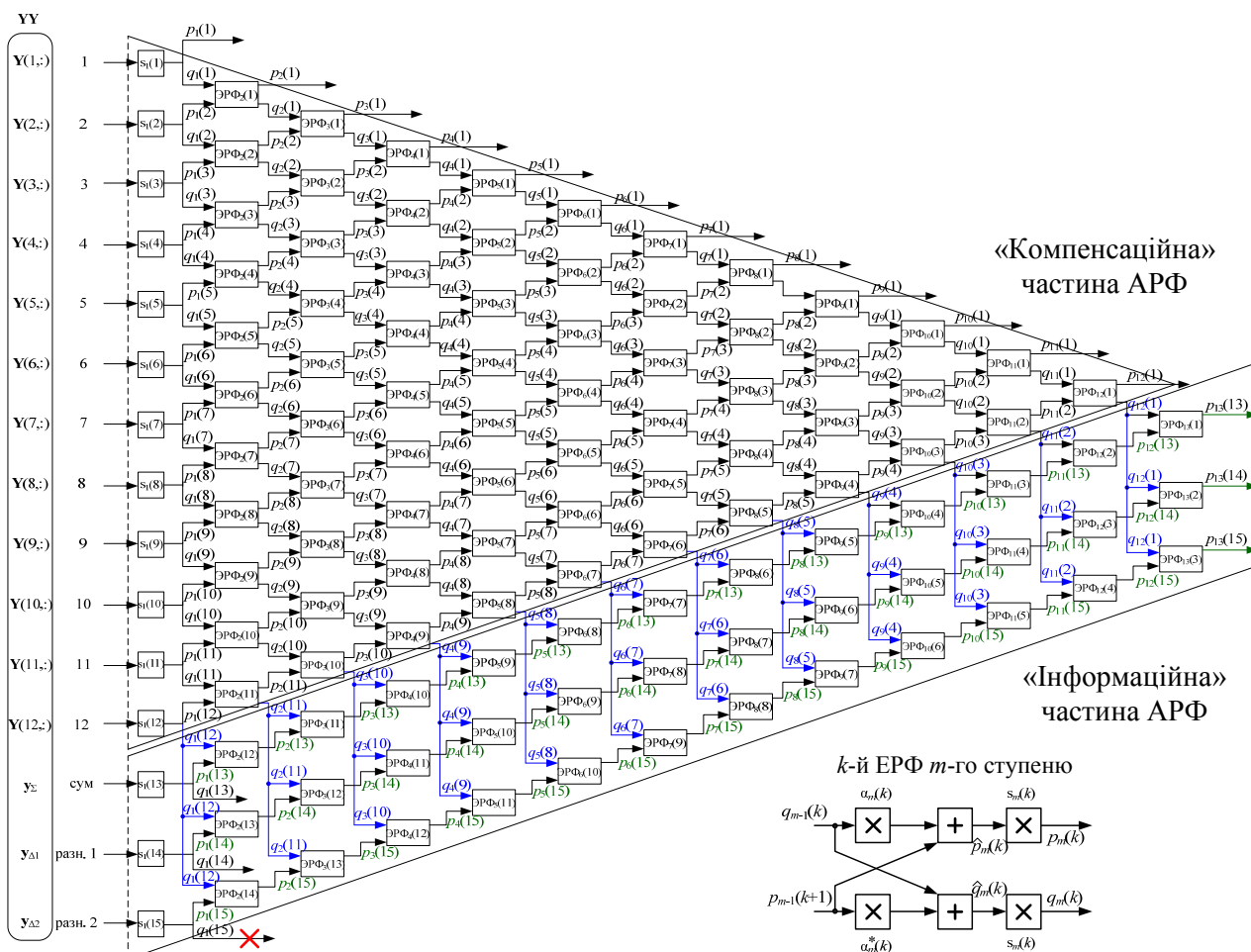


Рисунок 1.13 – Схема 15-канального АРФ з 13-ю ступенями

В (1.114) $\mathbf{E}_{(3 \times 15)}^*$ – матриця, що складається з останніх трьох рядків одиничної матриці $\mathbf{I}_{(15 \times 15)}$, матриця $\begin{bmatrix} \mathbf{H}_{(15 \times 13)} \\ \mathbf{N}_{(15 \times 13)}^* \end{bmatrix}$ отримана на виході АРФ у результаті його налаго-

дження (оцінки параметрів) по навчаючий вибірці $\mathbf{Y}\mathbf{Y}_{(15 \times 60)} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{(12 \times 60)} \\ \mathbf{y}_{\Sigma}^{(60)*} \\ \mathbf{y}_{\Delta 1}^{(60)*} \\ \mathbf{y}_{\Delta 2}^{(60)*} \end{bmatrix}$ й "прогону»

через нього "специфічної" одиничної матриці $\mathbf{\Pi}_{(15 \times 13)} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{(13 \times 13)} \\ \mathbf{e}_{13}^* \\ \mathbf{e}_{13}^* \end{bmatrix}$.

Елементами діагональної матриці \mathbf{C} виступають множники, що нормують останній елемент вагових векторів

$$\mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*} = \mathbf{h}\mathbf{p}_{\Sigma}^* / h p_{1,13}^{(\Sigma)} = \left[\mathbf{k}_{\Sigma}^*, 1 \right], \quad \mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*} = \mathbf{h}\mathbf{p}_{\Delta 1}^* / h p_{1,13}^{(\Delta 1)} = \left[\mathbf{k}_{\Delta 1}^*, 1 \right],$$

$$\mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*} = \mathbf{h}\mathbf{p}_{\Delta 2}^* / h p_{1,13}^{(\Delta 2)} = \left[\mathbf{k}_{\Delta 2}^*, 1 \right].$$

На рис. 1.14 показаний принцип одночасного формування матриці

$$\mathbf{R}_{(3 \times 13)} = \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*} \\ \mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*} \\ \mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*} \end{array} \right\} \text{ вагових векторів на основі одного АРФ, показаного на рис. 1.13.}$$

Матриця вагових векторів $\mathbf{R}_{(3 \times 13)}$ формуються наступною процедурою.

$$\text{Навчаюча } 15 \times 60 \text{ вибірка } \mathbf{Y}\mathbf{Y}_{(15 \times 60)} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{(12 \times 60)} \\ \mathbf{y}_{\Sigma}^{(60)*} \\ \mathbf{y}_{\Delta 1}^{(60)*} \\ \mathbf{y}_{\Delta 2}^{(60)*} \end{bmatrix} \text{ використовується для оцінки}$$

параметрів (настроювання) АРФ. Одночасно з навчальною вибіркою через оцінені

параметри АРФ "перетворюється" матриця $\Pi_{(15 \times 13)} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{(13 \times 13)} \\ \mathbf{e}_{13}^* \\ \mathbf{e}_{13}^* \end{bmatrix}$, яка не використовується при оцінці параметрів АРФ. Після першого ступеня матриця $\Pi_{(15 \times 13)}$ перетворюється у дві підматриці $hp_{(15 \times 13)}$ та $hq_{(15 \times 13)}$.

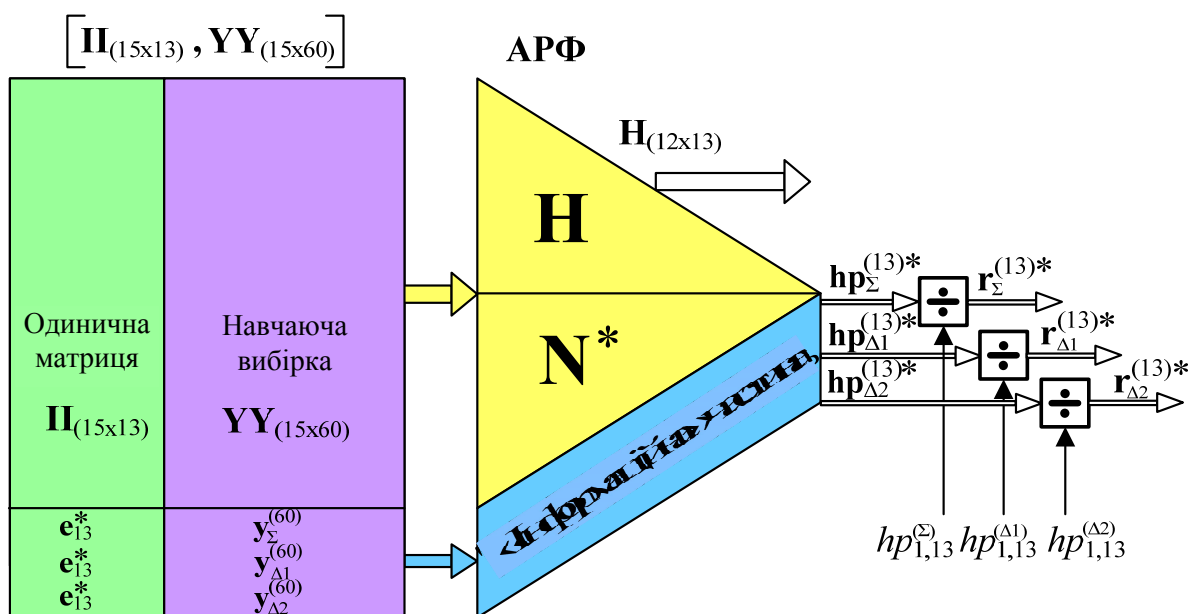


Рисунок 1.14 – Схема алгоритму (1.114) формування матриці вагових векторів $\mathbf{R}_{(3 \times 13)}$ на основі АРФ

Після повного перетворення матриці $\Pi_{(15 \times 13)}$ вагові вектори $\mathbf{R}_{(3 \times 13)}$, що вимагаються, формуються в трьох останніх рядках матриці $hp_{(15 \times 13)}$ після нормування кожного з них на його останній (13-й) елемент.

Алгоритм налагодження АРФ має наступний вигляд.

1. По навчаючій вибірці $\mathbf{Y}\mathbf{Y}_{(15 \times 60)} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_{(12 \times 60)} \\ \mathbf{y}_{\Sigma}^{(60)*} \\ \mathbf{y}_{\Delta 1}^{(60)*} \\ \mathbf{y}_{\Delta 2}^{(60)*} \end{bmatrix}$, рядки якої надходять на відповідні входи АРФ (рис. 1.13), визначаються множники $s_1(\ell)$, $\ell \in 1, 15$ вхідних множ-

відні входи АРФ (рис. 1.13), визначаються множники $s_1(\ell)$, $\ell \in 1, 15$ вхідних множ-

ників першого ступеня ($m=1$) і параметри $\alpha_m(\ell)$, $\beta_m(\ell) = \alpha_m^*(\ell)$, $s_m(\ell) = c_m(\ell)$ усіх ЕРФ (рис. 1.13) його наступних ступенів ($m \in 2, 13$; $\ell \in 1, 15 - m + 1$). Процес обчислення цих параметрів називається настроюванням АРФ і описується нижче.

2. Через настроєний АРФ з параметрами $\alpha_m(\ell)$ та $s_m(\ell)$, отриманими по навчальній вибірці в попередньому пункті, "перетворюється" одинична матриця $\mathbf{\Pi}_{(15 \times 13)}$ (рис. 1.15). На виході АРФ формується матриця $\mathbf{hp}_{(15 \times 13)}$, кожна з останніх трьох рядків якої нормується на "свій" останній елемент (13-й) елемент $hp_{1,13}$. Отримані після нормування останні рядки відповідають ваговим векторам для сумарного $\mathbf{r}_{\Sigma}^{(13)*}$, першого $\mathbf{r}_{\Delta 1}^{(13)*}$ й другого $\mathbf{r}_{\Delta 2}^{(13)*}$ різницевих каналів відповідно. Отримані вектори запам'ятовуються в ОЗП й використовується надалі на основному («робочому ході») етапі.

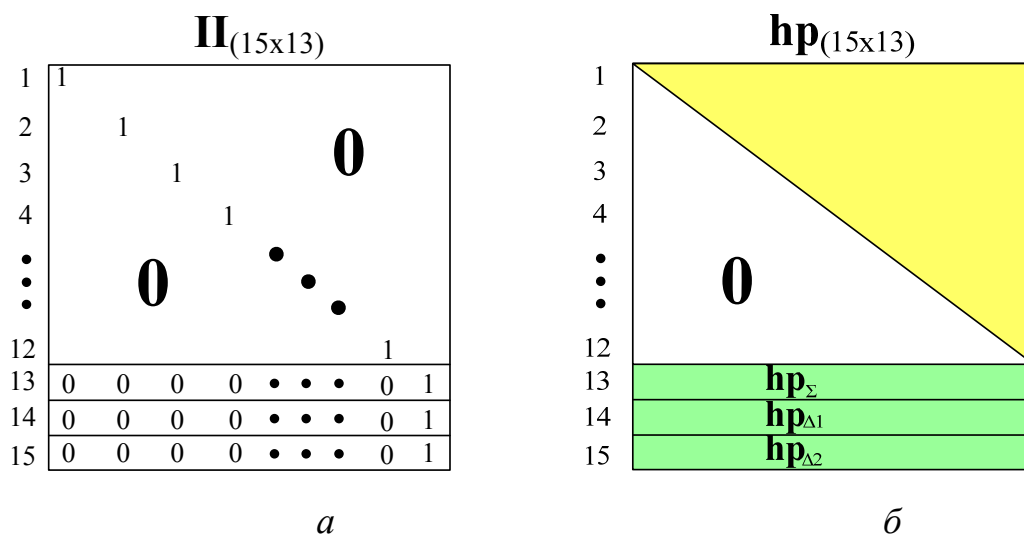


Рисунок 1.15 – Структура матриць $\mathbf{\Pi}_{(15 \times 13)}$ (*a*) на вході і $\mathbf{hp}_{(15 \times 13)}$ (*б*) на виході АРФ

3. Загальна схема настройки АРФ по навчальній вибірці $\mathbf{Y}\mathbf{Y}_{(15 \times 60)}$

Настроювання повинно визначити

– 15 нормувальних множників $s_1(\ell)$ ($\ell \in 1, 15$) першого ($m=1$) ступеню РФ (рис. 1.13) – по вибірці $\mathbf{Y}\mathbf{Y}_{(15 \times 60)}$.

– параметри $\alpha_m(\ell)$ й $\beta_m(\ell) = \alpha_m^*(\ell)$ ℓ -го ($\ell \in 1, 15 - m + 1$) ЕРФ (рис. 1.13)

m -й, $m \in 2, 13$ ступені РФ (рис. 1.14) – по вихідних сигналах попереднього ступеню.

– нормувальні множники $s_m(\ell) = c_m(\ell)$ ($m \in 2, 13$; $\ell \in 1, 15-m+1$) – по вихідних сигналах відповідного "ненормованого" ЕРФ.

Схема алгоритму настроювання 15-канального АРФ з 13-ю ступенями і формування на його основі вагових векторів показана на рис. 1.16.

Практична реалізація цього алгоритму на логічних інтегральних схемах, що програмуються (ПЛІС) фірми XILINX типа XC7VX485T-2FFG1761 наведена на рис. 1.17 – 1.20. На рис. 1.17 показана схема блока нормування вагових векторів. Тут позначене: Register – реєстр зберігання останнього елемента послідовності; RAM – Random Access Memory – блок пам'яті для зберігання ненормованих вагових векторів; Divider – блок дільника; Serial to Parallel – блок перетворення послідовного потоку даних в паралельний код нормованого вагового вектора.

На рис. 1.18, 1.19 показані схеми блоків ступеня елементарних решітчастих фільтрів (ЕРФ) і фільтрації вхідних даних. На них позначене: Mux – мультиплексор комплексних даних; ELF (Elementary Lattice Filter) – блок ЕРФ; Ramin (Random Access Memory input) – блок пам'яті для зберігання вхідних даних; Matrix Mult – блок матричного помножувача; Ramout – Random Access Memory output – блок пам'яті для зберігання вихідних даних.

На рис. 1.20 показана схема блоку решітчастого фільтру, в якому використані блоки рис. 1.17 – 1.19.

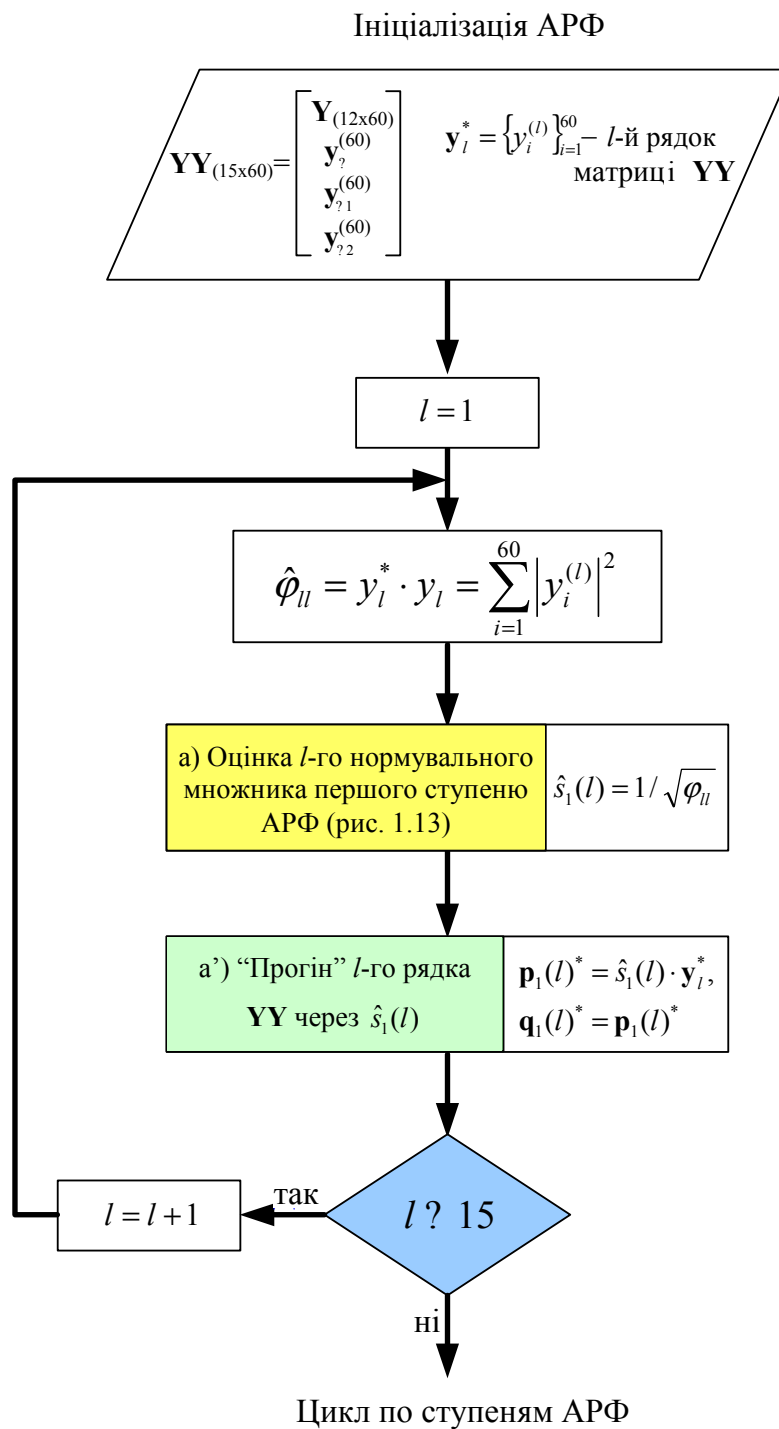


Рисунок 1.16 – Схема алгоритму настроювання АРФ і формування вагових векторів

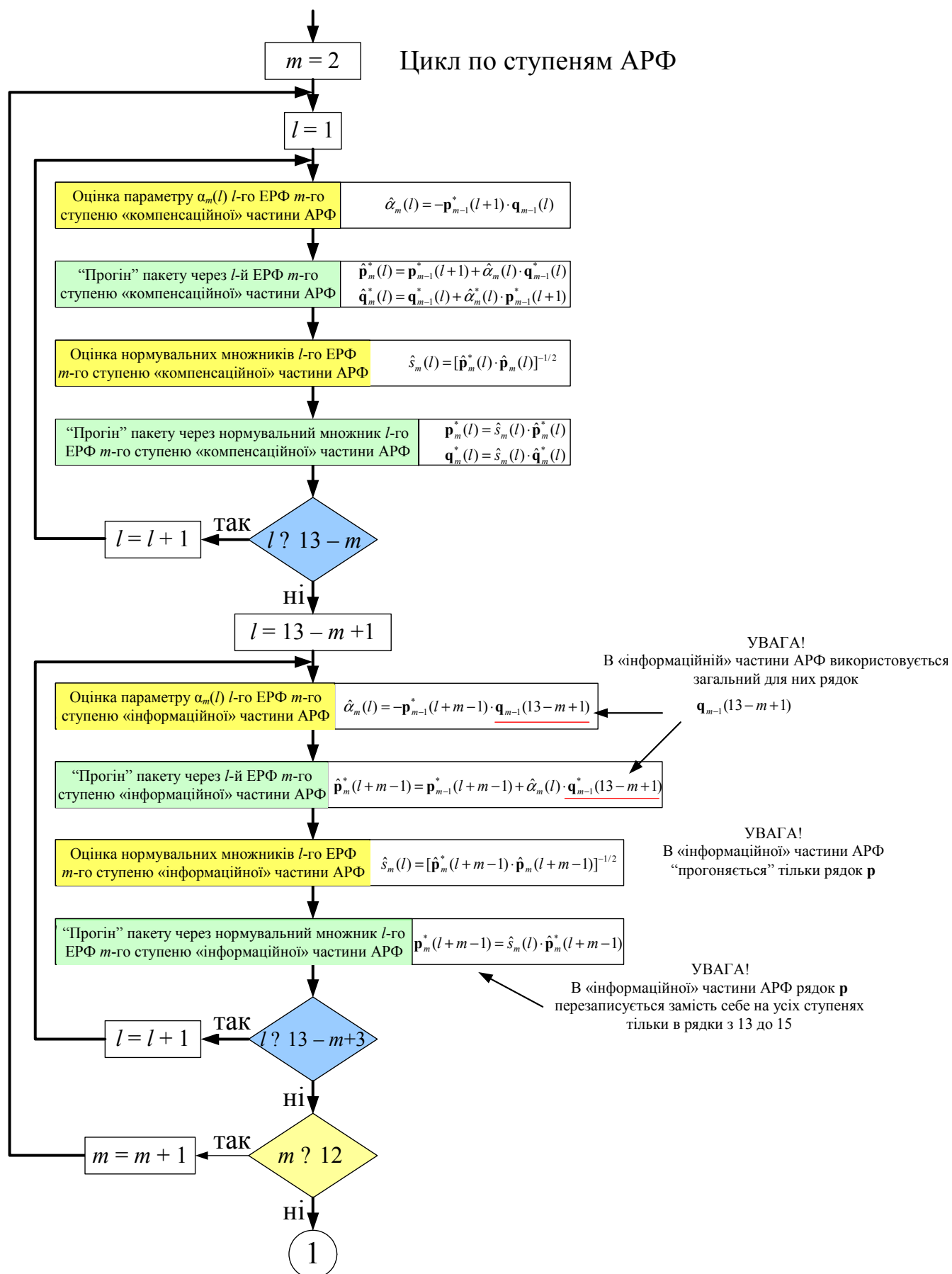


Рисунок 1.16 – аркуш 2

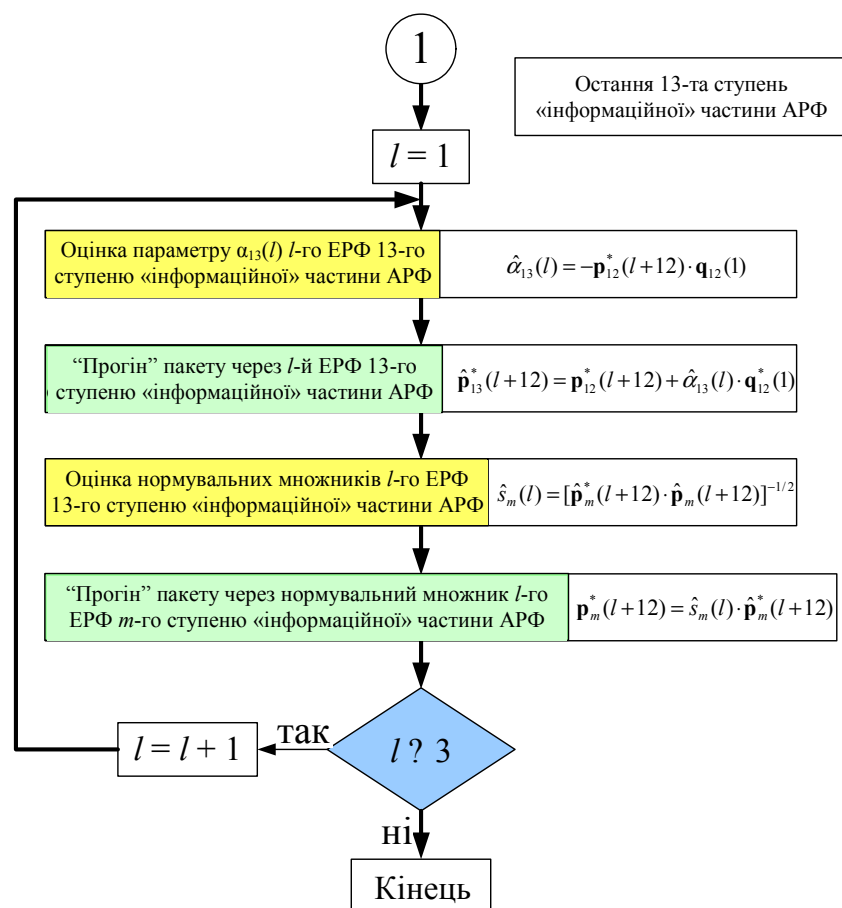


Рисунок 1.16 – аркуш 3

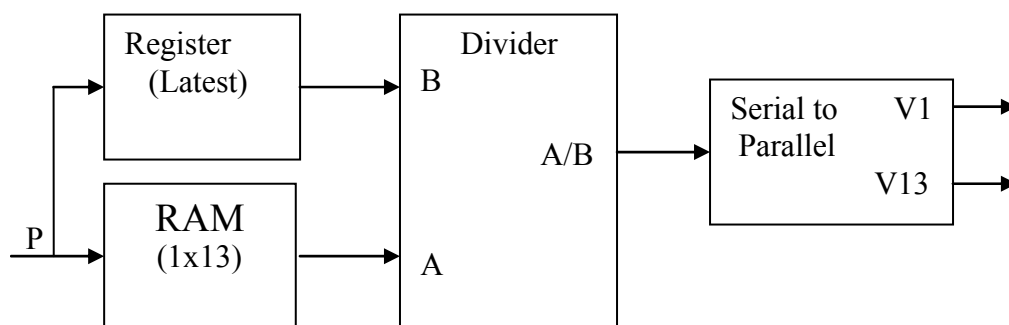


Рисунок 1.17 – Схема блока нормування вагових векторів (Norm Block)

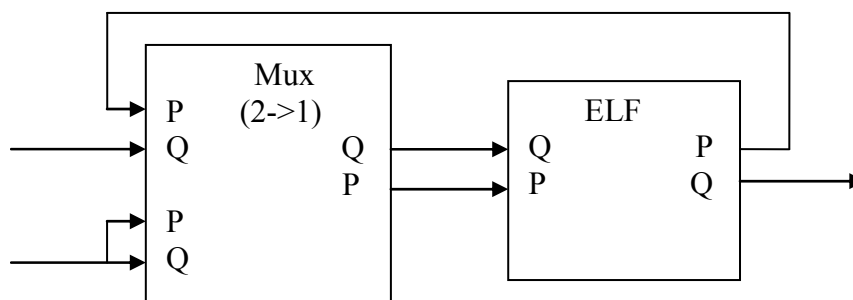


Рисунок 1.18 – Схема блока елементарних решітчастих фільтрів (SLF – Stage Lattice Filter)

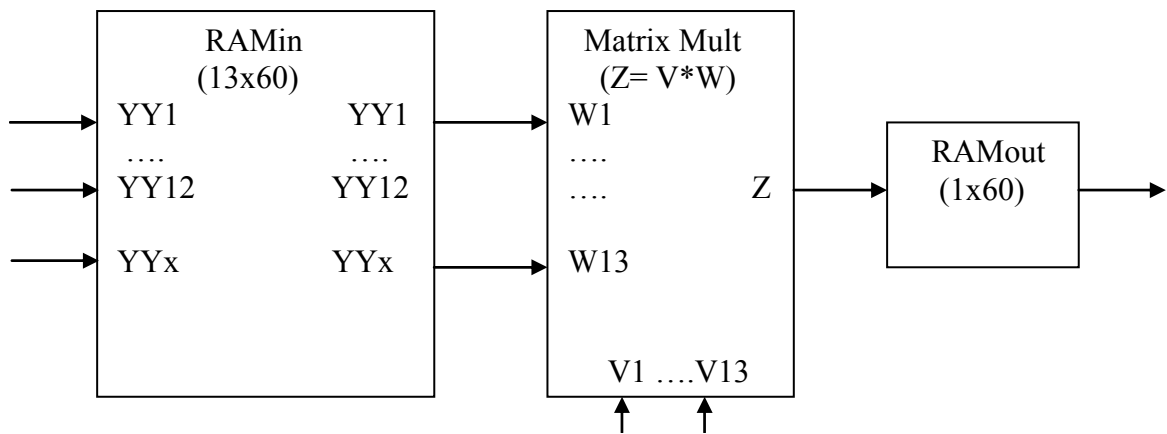


Рисунок 1.19 – Схема блока фільтрації вхідних даних (Filter Block)

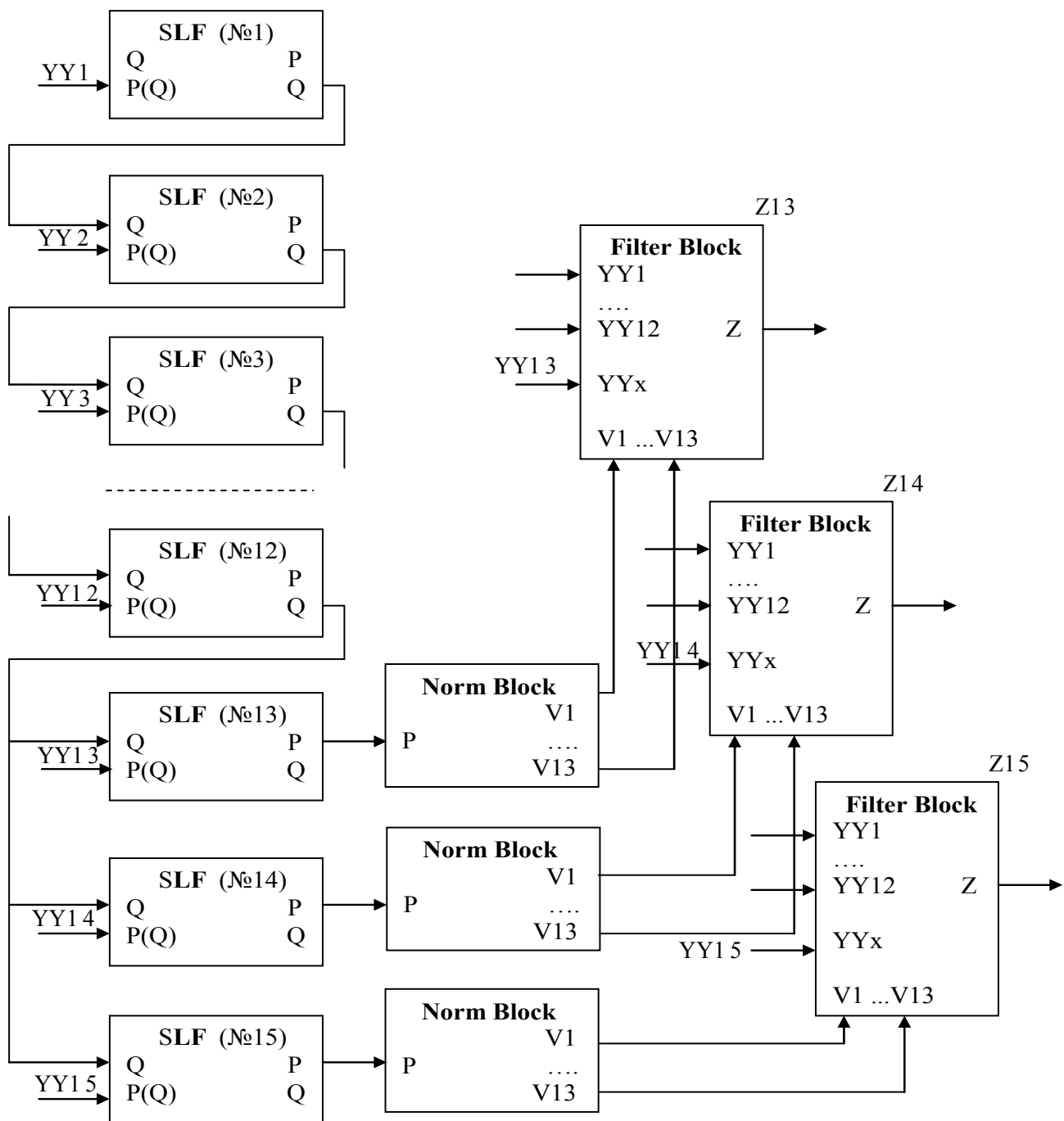


Рисунок 1.20 – Схема блоку решітчастого фільтру

1.3 Практична реалізація методів підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад на сигнальних процесорах

Алгоритми адаптивної обробки з підвищеною швидкістю на основі адаптивного решітчастого фільтра з тьоплицевим алгоритмом настроювання (п. 1.1.1.7) па-

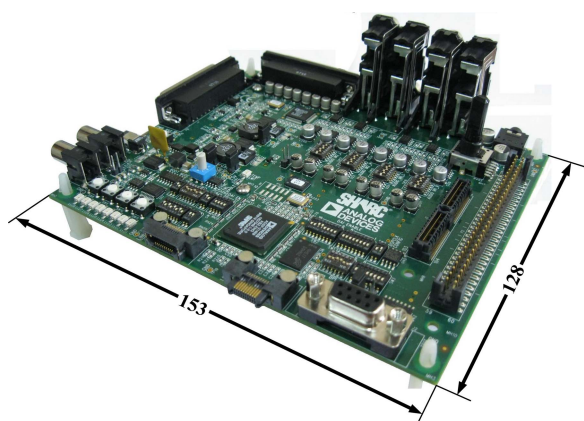


Рисунок 1.21 – Адаптивний решітчатий фільтр, реалізований на сигнальному процесорі "ADSP-21469" серії "SHARC"

раметрів практично реалізовані на налагоджувальному комплекті "21469 EZ-KIT Lite" на основі цифрового сигнального процесора "ADSP-21469" серії "SHARC" фірми "Analog Devices" [49, 50] (рис. 1.21).

Основні характеристики процесора:

- операції з 32-розрядними числами з "плаваючою" комою;
- тактова частота ядра процесора 450 МГц;

- об'єм внутрішньої пам'яті 5 Мбіт;
- наявність Simd-Режиму ("Single Instruction – Multiple Data");
- продуктивність до 2.7 Гфлоп/з у режимі SIMD;
- додатковий контролер портів введення-виводу;
- додатковий контролер КІХ-фільтра, БІХ-фільтра й БПФ-фільтра.

Порти зв'язку із зовнішніми пристроями:

- 8 послідовних портів (Serial Ports);
- 2 лінк порта (Link Ports);
- 2 Spi-сумісних (Serial Peripheral Interface) порта;
- 1 Uart-порт (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter);
- 1 порт зв'язку з DDR 2-контролером (Double Data Rate) зовнішньої пам'яті;

Особливості процесора:

- операції над 32-розрядними числами з "плаваючою" комою;
- завдяки Risc-архітектурі процесора основні операції (додавання, відніман-

ня, множення, зчитування або запис даних у пам'ять процесора) виконуються за один такт процесора;

- у режимі "SIMD" ядро процесора виконує одну операцію над декількома числами, що майже вдвічі прискорює обчислення з комплексними числами;
- поділ внутрішньої пам'яті процесора на пам'ять даних і пам'ять програм і шин пам'яті на шину пам'яті програм і шину пам'яті даних дозволяє реалізувати режим "SIMD", а також виконувати кілька операцій, таких як додавання й віднімання, додавання/ віднімання й множення, додавання/ віднімання й запис/зчитування даних за один такт процесора;
- додатковий контролер портів введення виводу працює незалежно від основного ядра й виконує "прості" операції пересилання даних з пам'яті (на згадку) із зовнішніми й внутрішніми пристроями паралельно з основним ядром, "не відволікаючи" його від "більш складних" завдань – розрахунків;
- додатковий контролер КІХ-фільтра, БІХ-фільтра й БПФ-фільтра працює незалежно від основного ядра й виконує операції фільтрації вхідних даних.

Програма складається із двох підпрограм: основної, що втримується у файлі "21469_T_pack_main.asm" і додаткової, що втримується у файлі "21469_hdr.asm".

У додатковій підпрограмі описуються адреси векторів переривання для приймання й передачі даних через послідовні порти SPORT1A (канал RXSP1A) і SPORT3A (канал TXSP3A). В основній підпрограмі описаний алгоритм настроювання $mm = 16$ –канального $zz = 4$ –ступеневого адаптивного решітчастого фільтра з настроюванням його параметрів по методу Берга для задач виявлення рухомих точкових цілей на тлі протяжних пасивних перешкод.

На вхід системи обробки надходить пачка $Pachka$ комплексних амплітуд відбиттів в $kp = 2 \cdot k + 2 \cdot c + 1$ елементах дальності аналізованого азимутального напрямку. Тут k – обсяг навчаючої вибірки перешкоди в досліджуваному елементі дальності. Ця навчаюча вибірка передусім іде за "центральною" аналізованим відліком на "зону заборони" c . По навчаючій вибірці настроюються параметри адаптивного решітчастого фільтра (АРФ), через який "прогоняється" опорний вектор xop_{fn} очікуваного сигналу й вектор відліків аналізованого дискрета дальності $sigx$.

Вектори xop_fn і $sigx$, що пройшли через настроєний АРФ, далі використовуються для формування нормованої передпорогової статистики $stat_out$ виявлювача "адаптивний узгоджений фільтр" (adaptive matched filter (AMF)) [51].

Отримані для всіх відліків дальності нормовані передпорогові статистики $stat_out$ передаються через послідовний порт SPORT3A (канал TXSP3A) у зовнішній компаратор, у якому отримані значення передпорогових статистик порівнюються з порогом і приймається рішення про наявність або відсутність цілі в розглянутому імпульсному об'ємі простору.

Лістинг основної підпрограми "21469_T_pack_main.asm"

```

/* Data are received in columns */

#include <def21469.h>
.GLOBAL _main_ALF;
.GLOBAL bad_isr; //
.GLOBAL sp1_isr; // for receiving
.GLOBAL sp3_isr; // for transmitting

#define mm 16
#define zz 4
#define k 20
#define c 1
#define discr 1000
#define N_pachek 1600
#define kp (2*k+2*c+1)
#define len_pack (2*k)
#define len_h_p (2*mm*k)

.SECTION/DM seg_dmda;
.VAR p[mm*2*k*2]; // i0
.VAR sigp[mm*2]; // i1
.VAR s=0; // i2
.VAR stat_out[discr]; // i4
.VAR sigx[2*mm]; // i5
.VAR Hx[2*mm]; // i6
.VAR cur_dist=0; // i7

.SECTION/PM seg_pmda;
.VAR q[mm*2*k*2]; // i8
.VAR sigq[mm*2]; // i9
.VAR Pachka[mm*kp*2]; // i10
.VAR alfa[2]=0,0; // i11
.VAR Hu[2*mm]; // i12
.VAR sigy[2*mm]; // i14
//.VAR vout[mm*discr*2];
.VAR xop_fn[32] = "f:\Projects\VDSP_projects\Data\xop_M16_f51.dat"; // i15

```



```

#ifdef __SHORT_WORD_CODE__
.SECTION/SW seg_swco;
#else
.SECTION/PM seg_pmco;
#endif

/***** INTERRUPTS *****/
sp1_isr:
    nop;
    f0=dm(RXSP1A);
    nop;
    nop;
    pm(i10,1)=f0;    // to Pachka
    rti;
sp1_isr.END:
sp3_isr:
    nop;
    f0=dm(i4,1);    // from stat_out
    dm(TXSP3A)=f0;
    nop;
    rti;
sp3_isr.END:

bad_isr:
    nop;
    nop;
    nop;
    rti;
bad_isr.END:

/***** SUBROUTINES *****/
ed_kor:
    f8=3.0;
    f1=0.5;
    f4=RSQRTS f0;
    F12=F4*F4;
    F12=F12*F0;
    F4=F1*F4, F12=F8-F12;
    F4=F4*F12;
    F12=F4*F4;
    F12=F12*F0;
    F4=F1*F4, F12=F8-F12;
    F4=F4*F12;
    RTS(LR);
    nop;nop;nop;
ed_kor.END:

ed_na:
    f11=2.0;
    //f3=1.0;    /* F3 is numerator, F12 is denominator */
    F3=RECIPS F12, F7=F3;    /* Get 8-bit seed R0=1/D */
    F12=F3*F12;    /* D' = D*R0 */

```

```

F7=F3*F7, F3=F11-F12; /* F0=R1=2-D', F7=N*R0 */
F12=F3*F12; /* F12=D'-D'*R1 */
F7=F3*F7, F3=F11-F12; /* F7=N*R0*R1, F0=R2=2-D' */
F12=F3*F12; /* F12=D'=D'*R2 */
F7=F3*F7, F3=F11-F12; /* F7=N*R0*R1*R2, F0=R3=2-D' */
F3=F3*F7; /* F7=N*R0*R1*R2*R3 */
//F12=F3*F12; /* F12=D'=D'*R2 */
//F7=F3*F7, F3=F11-F12; /* F7=N*R0*R1*R2, F0=R3=2-D' */
//F3=F3*F7; /* F7=N*R0*R1*R2*R3 */
//F12=F3*F12; /* F12=D'=D'*R2 */
//F7=F3*F7, F3=F11-F12; /* F7=N*R0*R1*R2, F0=R3=2-D' */
//F3=F3*F7; /* F7=N*R0*R1*R2*R3 */
RTS(LR);
nop;nop;nop;
ed_na.END:
sport1_init_sc:
    nop;
    r0 = BHD|ICLK|SPEN_A; // BHD - ignore core hang
    r1 = 31; // SLEN = 32 bits
    r0 = r0 OR LSHIFT r1 BY 4; // SLEN is at 4-8 bits of SPCTL0 register
    dm(SPCTL1)=r0;
    nop;
    // Interrupts enabling
    bit set IMASK P3I;
    //bit set DAI_IRPTL_L
    //DAI_IRPTL_H
    bit set MODE1 IRPTEN;
    RTS;
sport1_init_sc.END:

sport1_close:
    r0=0;
    dm(SPCTL1)=r0; // Disables the SPORT1A
    bit clr IMASK P3I;
    bit clr MODE1 IRPTEN;
    nop;
    rts;
sport1_close.END:

sport3_init_sc:
    nop;
    r0 = BHD|ICLK|SPEN_A|SPTRAN; // BHD - ignore core hang

    r1 = 31; // SLEN = 32 bits
    r0 = r0 OR LSHIFT r1 BY 4; // SLEN is at 4-8 bits of SPCTL0 register

    dm(SPCTL3)=r0;
    nop;

    // Interrupts enabling
    bit set IMASK P4I;

```

```

        bit set MODE1 IRPTEN;
        RTS;
sport3_init_sc.END:

sport3_close:
        r0=0;
        dm(SPCTL3)=r0;           // Disables the SPORT1A
        bit clr IMASK P4I;
        bit clr MODE1 IRPTEN;
        nop;
        rts;
sport3_close.END:

/*****
_main_ALF:
/***** Initialization of VARs *****/
        b0=p;          l0=@p;
        b1=sigp;       l1=@sigp;
        b2=s;          l2=1;
        b4=stat_out;  l4=@stat_out;
        b5=sigx;       l5=@sigx;
        b6=Hx;         l6=@Hx;
        b7=cur_dist;  l7=1;

        m0=0;          //+
        m1=2;          //+
        m2=2*mm;       //+
        //m2 = (4*k+2); // Для перехода на наступний рядок
        m3 = (2*mm+2); //+
        //m3=(4*k);    // Для перехода на наступний рядок
        m4=4;          //+
        m5=-2;         //+
        m6 = (-4*k);

        b8=q;          l8=@q;
        b9=sigq;       l9=@sigq;
        b10=Pachka;   l10=@Pachka;
        b11=alfa;     l11=@alfa;
        b12=Hu;        l12=@Hu;
        b14=sigy;      l14=@sigy;
        b15=xop_fn;   l15=@xop_fn;

        m8=0;          //+
        m9=2;          //+
        m10=2*mm;      //+
        m11=-2;        //+
        m12=(mm*4*k);
        m13=(-4*k);
/*****/

/***** I receive data from external flash *****/
/***** for this way I will use serial port *****/

```

```

/* -----
| 0 | 1 | 2 | ... | M-1 | M | M+1 | ... | 2*M-1 | ... | Number of cell
-----
(1,1) (2,1) (3,1) ... (M,1) (1,2) (2,2) ... (M,2) i t.d.
*/
    BIT SET MODE1 CBUFEN;
    nop;nop;

    m14 = 2*mm*(k+c);
    f0=pm(i10,m14); // To sig of packet
    /* At every azimuth's end it will be pointed to the "sig dist"
       when it will be restored with zeros!!! */

azimuth_loop:

call sport1_init_sc;          // Openinig SPORT 1A for RECEIVING

/** Data reading in columns **/
/* I know that using A-channel I receive real part of data using B-channel I receive imaginary part, be-
cause I am reading from flash. */
    lcntr=2*mm*(k+c+1),do rec_sig_and_half_Pachka until lce;
    idle;
    nop;
    nop;
    rec_sig_and_half_Pachka:nop;

call sport1_close;          // Closinig SPORT 1A

    BIT SET MODE1 PEYEN;
    nop;nop;

    m7=len_h_p;m14 = 2*mm*(k+2*c+1);
    f0=dm(i0,m7), f8=pm(i10,m14); // To half of the packet edge

    r0 = dm(cur_dist);
    r0 = r0+1;
    dm(cur_dist) = r0;
    jump avoid_calcs_on_first_step;

/* Just for reducing number of computations at the first distance the half
packet with be all zeros so we do not need to calculate them */

start_with_new_dist:
    r0 = dm(cur_dist);
    r0 = r0+1;
    dm(cur_dist) = r0;

    r1=discr-k-c+1;
    r0=r0-r1;
    if GE jump at_end_nulling;

    /***** Receive new data *****/

```

```

/* to Pachka */
call sport1_init_sc;

/** Data reading in columns **/

lcnt=2*mm,do rec_new_discr_Pachka until lce;
    idle;
    nop;
    nop;
rec_new_discr_Pachka:nop;

call sport1_close;
jump not_end_nulling;    // normal work
/*-----*/
at_end_nulling:
    f0=0.0;
    lcnt=2*mm,do rec_new_nulls_Pachka until lce;
        pm(i0,1)=f0;
    rec_new_nulls_Pachka:nop;
/*-----*/

not_end_nulling:

    BIT SET MODE1 PEYEN;
    nop;nop;

/*----- Transmission from Pachka to p -----*/
/****** First half packet and power estimation started *****/
f5=0;
lcnt=k,do form_p1 until lce;
    f0=pm(i0,m9);
    f4=f0*f0;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f0,f1=pm(i0,m9);
    f4=f1*f1;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f1,f2=pm(i0,m9);
    f4=f2*f2;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f2,f3=pm(i0,m9);
    f4=f3*f3;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f3,f0=pm(i0,m9);
    f4=f0*f0;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f0,f1=pm(i0,m9);
    f4=f1*f1;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f1,f2=pm(i0,m9);
    f4=f2*f2;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f2,f3=pm(i0,m9);
    f4=f3*f3;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f3,f0=pm(i0,m9);
    f4=f0*f0;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f0,f1=pm(i0,m9);
    f4=f1*f1;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f1,f2=pm(i0,m9);
    f4=f2*f2;
    f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f2,f3=pm(i0,m9);

```

```

f4=f3*f3;
f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f3,f0=pm(i10,m9);
f4=f0*f0;
f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f0,f1=pm(i10,m9);
f4=f1*f1;
f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f1,f2=pm(i10,m9);
f4=f2*f2;
f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f2,f3=pm(i10,m9);
f4=f3*f3;
form_p1:f5=f5+f4,dm(i0,m1)=f3;

```

```

/* Jump over zapr. zone */
r0 = 2*mm*(2*c+1);m14=r0;// 2*mm*(2*c+1)
f0=pm(i10,m14);
/* Jump was successful */

```

avoid_calcs_on_first_step:

```

/***** Second half packet and power estimation started *****/
lcntr=k,do form_p2 until lce;
  f0=pm(i10,m9);
  f4=f0*f0;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f0,f1=pm(i10,m9);
  f4=f1*f1;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f1,f2=pm(i10,m9);
  f4=f2*f2;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f2,f3=pm(i10,m9);
  f4=f3*f3;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f3,f0=pm(i10,m9);
  f4=f0*f0;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f0,f1=pm(i10,m9);
  f4=f1*f1;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f1,f2=pm(i10,m9);
  f4=f2*f2;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f2,f3=pm(i10,m9);
  f4=f3*f3;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f3,f0=pm(i10,m9);
  f4=f0*f0;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f0,f1=pm(i10,m9);
  f4=f1*f1;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f1,f2=pm(i10,m9);
  f4=f2*f2;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f2,f3=pm(i10,m9);
  f4=f3*f3;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f3,f0=pm(i10,m9);
  f4=f0*f0;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f0,f1=pm(i10,m9);
  f4=f1*f1;
  f5=f5+f4,    dm(i0,m1)=f1,f2=pm(i10,m9);
  f4=f2*f2;

```

```

        f5=f5+f4,      dm(i0,m1)=f2,f3=pm(i10,m9);
        f4=f3*f3;
form_p2: f5=f5+f4,dm(i0,m1)=f3;
/* f5 here is the most powerful register */
f0=2.0;
f5=f5*f0;
/*----- Transmission from Pachka to p finished -----*/

/*+++++++ s(1) estimation ++++++*/
/* Now i must estimate first es */
/* Everything i need is only first and last row's power est. */
f6=0; // Here I keep summ of pow.est 1st and last rows
/* The first row */
    f0=dm(i0,m2);
    f4=f0*f0;
    f6=f6+f4,      f1=dm(i0,m2);
    f4=f1*f1;
    f6=f6+f4,      f2=dm(i0,m2);
    f4=f2*f2;
    f6=f6+f4,      f3=dm(i0,m2);
    f4=f3*f3;
    f6=f6+f4,      f0=dm(i0,m2);
    f4=f0*f0;
    f6=f6+f4,      f1=dm(i0,m2);
    f4=f1*f1;
    f6=f6+f4,      f2=dm(i0,m2);
    f4=f2*f2;
    f6=f6+f4,      f3=dm(i0,m2);
    f4=f3*f3;
    f6=f6+f4;
    f0=dm(i0,2*mm-2); // Jump to the last row

/* The last row */
    f0=dm(i0,m2);
    f4=f0*f0;
    f6=f6+f4,      f1=dm(i0,m2);
    f4=f1*f1;
    f6=f6+f4,      f2=dm(i0,m2);
    f4=f2*f2;
    f6=f6+f4,      f3=dm(i0,m2);
    f4=f3*f3;
    f6=f6+f4,      f0=dm(i0,m2);
    f4=f0*f0;
    f6=f6+f4,      f1=dm(i0,m2);
    f4=f1*f1;
    f6=f6+f4,      f2=dm(i0,m2);
    f4=f2*f2;
    f6=f6+f4,      f3=dm(i0,m2);
    f4=f3*f3;
    f6=f6+f4;

```

```

f0=f5-f6;           // Reducing first and last rows' pow.estimates
f1=f0;
f1<->sf1;

f0=(f0+f1)/2;      // Power estimate of p

/***** Here i apply sqrt approach to find s *****/
call ed_kor;       // Result of s is in f4 and s4 that are equal;
/*+++++++ s(1) estimation finished ++++++*/
r0 = -2*mm+2;
m7 = r0;
f0=dm(i0,m7);
/***** p=p*s,q=p *****/
f0=dm(i0,m1);
f8=f0*f4;
lcntr=len_h_p,do pqs until lce;
  f0=dm(i0,-2);
pqs:f8=f0*f4,dm(i0,m4)=f8,pm(i8,m9)=f8;
f0=dm(i0,-2);// put p on start
nop;

/***** sigp=Pachka[ii], sigp=sigp*s,sigq=sigp *****/

m15=2*(k+c)*mm;   // above k and c to signal distance
f0=pm(i10,m15);   // put Pachka on (k+c+1)-th column to form sigp
f0=pm(i10,m9);
f8=f0*f4;
lcntr=(mm-1),do sigps until lce;
  f0=pm(i10,m9);
sigps:f8=f0*f4,dm(i1,m1)=f8,pm(i9,m9)=f8;
dm(i1,m1)=f8,pm(i9,m9)=f8;
nop;
m15=-2*mm*(k+c+1);
f0=pm(i10,m15);   //put Pachka on start

/***** sigx=H*x1 and sigy *****/
f0=pm(i15,m9);    // Multiplying on steering vector
f8=f0*f4;
lcntr=(mm-1),do steer_mul until lce;
  f0=pm(i15,m9);
steer_mul:f8=f0*f4,dm(i5,m1)=f8,pm(i14,m9)=f8;
dm(i5,m1)=f8,pm(i14,m9)=f8;    // to sigx and sigy
nop;

f0=dm(0,i5);
f1=dm(0,i1);
dm(i6,m1)=f0, pm(i12,m9)=f1;    // Hx(1)=sigx(1) and Hu(1)=sigp(1) respectively
/* all variables here are at the start for the 1st dist */
/***** STEP CYCLE *****/
r11=mm-1;

lcntr=(zz-1),do po_zz_processing until lce;

```



```

f12=0;f13=0;f8=0;
f0=dm(i0,m1); // p(l+1)
lcntr=r11,do alf until lce;          // po strokam
    nop;
    f0=dm(i0,m2),f4=pm(i8,m10);      // point to next column of this row
    lcntr=len_pack, do al until lce;  // po stolbtsam of this row
        f8=f0*f4,f13=f8+f13,f0<->s0;
    al:  f8=f0*f4,f12=f8+f12,f0=dm(i0,m2),f4=pm(i8,m10);
    nop;
    f0=dm(i0,-2*mm+2);f4=pm(i8,-2*mm+2);
alf:nop;
f13=f8+f13,f2<->sf12;
f12=f12+f2,f3<->sf13;
f13=f13-f3;
f13<->sf12;
f12=-f12;// To save alfa re and im in one cycle
pm(i11,m9)=f12;
/**** alfa estimation finished ****/

r14=mm;
r13=r14-r11;          //mm-m1=1,2,zz
r13=r13-1;           // 0,1,zz-1
r10=2;
r13=r10*r13(ssi);    // 0,2,(zz-1)*2
r15=m2;              //r15=24;
r14=r13-r15;         // -2*mm, -2*mm+2, -2*mm+4
m7=r14;
r14=r14+r10;         // -2*mm+2, -2*mm+4, -2*mm+6
m15=r14;

f0=dm(i0,m7);f0=pm(i8,m15);      // -2*mm, -2*mm+2, -2*mm+4
                                     // -2*mm+2, -2*mm+4, -2*mm+6
nop;

/*----- ALF processing -----*/
f2=0;f3=0;f5=0;f6=0;
f0=pm(i8,-2);// Then it will be rewarded
f0=dm(i5,m1);//sigx at el+1
f0=dm(i1,m1),f4=pm(i11,m9);// sigp at el+1 and take alfa in f4
lcntr=r11,do ALFs until lce;
    f0=dm(i0,m1),f1=pm(i8,m9);
    lcntr=len_pack, do alf_pq until lce;
        f12=0;f13=0;f14=0;f15=0;
        f0=dm(i0,m5),f1=pm(i8,m8);
        f8=f1*f4,f1<->sf1;//alfa*q
        f8=f1*f4,f12=f8+f12,f1<->sf1;//alfa*q
        f8=f0*f4,f13=f8+f13,f0<->sf0;//alfa*p
        f8=f0*f4,f14=f8+f14,f0<->sf0;//alfa*p
        f15=f8+f15,f2<->sf12;

        f7=f12-f2,f3<->sf13;
        f9=f13+f3,f2<->sf14;

```

```

f8=f14+f2,f3<->sf15;
f10=f15-f3;
f2= pass f7,f9<->sf2;
f3= pass f8,f10<->sf3;
f0=f0+f2;// p+alfa*q
f1=f1+f3;// q+alfa*q

f0=f0*f0,dm(i0,m3)=f0,pm(i8,m10)=f1; // omp
f1=f1*f1; // omq
f5=f5+f0; //f5=sum[omp]
f6=f6+f1; //f6=sum[omq]
alf_pq:nop;

nop;
/* sigp(el+1) and sigq(el) */
f0=dm(i1,m5),f1=pm(i9,m8);
f12=0;f13=0;f14=0;f15=0;
f8=f1*f4, f1<->sf1;
f8=f1*f4, f12=f8+f12,f1<->sf1;
f8=f0*f4, f13=f8+f13,f0<->sf0;
f8=f0*f4, f14=f8+f14,f0<->sf0;
f15=f8+f15, f2<->sf12;
f7=f12-f2, f3<->sf13;
f9=f13+f3, f2<->sf14;
f8=f14+f2, f3<->sf15;
f10=f15-f3;
f2= pass f7,f9<->sf2;
f3= pass f8,f10<->sf3;
f0=f0+f2;
f1=f1+f3;
dm(i1,m4)=f0,pm(i9,m9)=f1;

/* sigx(el+1) and sigy(el)*/
f0=dm(i5,m5),f1=pm(i14,m8);
f12=0;f13=0;f14=0;f15=0;
f8=f1*f4, f1<->sf1;
f8=f1*f4, f12=f8+f12,f1<->sf1;
f8=f0*f4, f13=f8+f13,f0<->sf0;
f8=f0*f4, f14=f8+f14,f0<->sf0;
f15=f8+f15, f2<->sf12;
f7=f12-f2, f3<->sf13;
f9=f13+f3, f2<->sf14;
f8=f14+f2, f3<->sf15;
f10=f15-f3;
f2= pass f7,f9<->sf2;
f3= pass f8,f10<->sf3;
f0=f0+f2;
f1=f1+f3;
ALFs: dm(i5,m4)=f0,pm(i14,m9)=f1;
nop;

r15=m7;

```

```

r14=2;
r13=r15+r14;
m7=r13;                                // -2*mm+2, -2*mm+4, -2*mm+6

f0=dm(i0,m7);                          //f1=pm(i8,-20); q i need on this row
/* Now we must found power est. p(1) and q(m1) */
r13=mm;
r13=r13-r11;                            // 1,2,zz
r10=r13-1;                              // 0,1,zz-1
r10=r10*r14(ssi);
m6=r10;
r13=r14*r13(ssi);                       // 2,4,2*zz
m15=r13;

f0=dm(i1,m6),f1=pm(i9,m15);            // sigp, sigq on start look here when zz
f0=dm(i5,m6),f1=pm(i14,m15);          // sigx, sigy on start look here when zz
f2=f5+f6;

lcntr=len_pack, do red_ompq until lce;
        f0=dm(i0,m2),f1=pm(i8,m10);
        f0=f0*f0;
        f1=f1*f1;
        f2=f2-f0;
red_ompq: f2=f2-f1;

f3=pass f2;
f3<->sf3;
f0=(f2+f3)/2;
nop;

/***** s(2...zz+1) *****/
call ed_kor;
/*****/

nop;
r15=m7;
r15=r15+r14;
m15=r15;
f1=pm(i8,m15);

lcntr=len_h_p,do pq_s until lce;
        f0=dm(i0,m0),f1=pm(i8,m8);
        f2=f0*f4;
        f3=f1*f4;
pq_s:  dm(i0,m1)=f2,pm(i8,m9)=f3;

lcntr=mm,do sigpqs until lce;
        f0=dm(i1,m0),f1=pm(i9,m8);
        f2=f0*f4;
        f3=f1*f4;
sigpqs: dm(i1,m1)=f2,pm(i9,m9)=f3;

```

```

lcntr=mm,do sigxys until lce;
      f0=dm(i5,m0),f1=pm(i14,m8);
      f2=f0*f4;
      f3=f1*f4;
sigxys: dm(i5,m1)=f2,pm(i14,m9)=f3;

f0=dm(0,i5);
f1=dm(0,i1);
dm(i6,m1)=f0, pm(i12,m9)=f1;    // in Hx (2...zz+1) and Hu (2...zz+1)

```

```

po_zz_processing: r11=r11-1;
  nop;
  /***** Tail reduction *****/
  f0=dm(i1,m1);
  f0=dm(i5,m1);
  f1=dm(i1,m1);    //starts from sigp(2)
  f0=dm(i5,m1);    //starts from sigx(2)
  lcntr=r11,do tail until lce;
      dm(i6,m1)=f0,pm(i12,m9)=f1;
      f1=dm(i1,m1);
  tail:f0=dm(i5,m1);

  //sigp on start
  f0=dm(i1,zz+1);//for zz=5 checked;
  f0=dm(i5,zz+1);//for zz=5 checked;

  /***** Calculate the statistics *****/
  /***** Method AMF *****/

  f8 = 0;f12 = 0;f13 = 0;
  f0 = dm(i6,m1),f4 = pm(i12,m9);    // f0=Hx    f4=Hu
  lcntr = mm,do stat_calc_vp until lce;
      f8=f0*f4,f13=f8+f13,f4<->s4;
  stat_calc_vp:f8=f0*f4,f12=f8+f12,f0=dm(i6,m1),f4=pm(i12,m9);
  f13=f8+f13;
  f13<->sf12;
  // Uchet complex conjugation
  f3=f12+f13, f6=f12-f13;
  f3=f3*f3;
  f6=f6*f6;
  f6<->sf6;
  f3=f3+f6;

  f0=dm(i6,m5),f4=pm(i12,m11);    // Put on start Hx and Hu
  // So the f3 is numerator!!!

  // Calculate now Hx*Hx.
  f0 = dm(i6,m1);f12=0;
  lcntr = mm,do stat_calc_pp until lce;
      f8=f0*f0;
      f12=f8+f12,f0 = dm(i6,m1);
  stat_calc_pp:nop;

```

```

f0<->sf12;
f12=f0+f12; // The denominator is F12, but not the s12

BIT CLR MODE1 PEYEN;

///// Now I divide them /////
call ed_na;      ////////////////
//////////////////
dm(i4,1)=f3;      // Stat out, i.e. PPS
/*****
r1 = dm(cur_dist);
r0 = discr;
r2 = r0-r1;
// comp(r0,r1) - testing
if NE jump start_with_new_dist;// If cur_dist!=discr jump to dist

/* Let us point Pachka to start. Then we will replace half of
   the Pachka with zeros and then we will point it to "sig dist" */

// for k=4,c=1, discr = 1000; current column is in 9-th column of Pachka
m14=-2*9*mm;      // (k+c+1)+(discr-int_part*kp), kp=11
f0=pm(i10,m14);// Put Pachka on start

BIT SET MODE1 PEYEN;
nop;nop;

f0=0.0;
lcntr = mm*(k+c),do nulling_half_Pachka until lce;
      pm(i10,m9)=f0;
nulling_half_Pachka:nop;

/* "Nulling" current discrete of range */
r0 = 0;
dm(cur_dist) = r0;

BIT CLR MODE1 PEYEN; // Because I will receive new column

call sport3_init_sc;

f0=dm(i4,1);      // from stat_out
dm(TXSP3A)=f0;

lcntr = discr-1,do tr_stat_out until lce;
idle;
nop;
nop;
tr_stat_out:nop;

idle;

call sport3_close;

```

```
    jump azimuth_loop;
```

```
nop;nop;nop;
_main_ALF.END:nop;
```

Лістинг додаткової підпрограми "21469_hdr.asm"

```
.extern _main_ALF;
.extern bad_isr;
.extern sp1_isr;
.extern sp3_isr;

.SECTION/NW seg_rth;

emui:nop;nop;nop;nop;
rsti:nop;nop;nop;jump _main_ALF;
iicdi:nop;nop;nop;jump bad_isr;
sovfi:nop;nop;nop;jump bad_isr;
tmzhi:nop;nop;nop;jump bad_isr;
nop;nop;nop;nop;
bkpi:nop;nop;nop;jump bad_isr;
nop;nop;nop;nop;
irq2i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
irq1i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
irq0i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
p0i:nop;nop;nop;jump bad_isr;           // DAI interrupt (higher priority option) DAIHI
p1i:nop;nop;nop;jump bad_isr;           // 0x30: SPI transmit or receive SPIHI
p2i:nop;nop;nop;jump bad_isr;           // 0x34: General Purpose timer 0 GPTMR0I
p3i:nop;nop;nop;jump sp1_isr;           // 0x38: SPORT 1 interrupt
p4i:nop;nop;nop;jump sp3_isr;           // 0x3C: SPORT 3 interrupt
p5i:nop;nop;nop;jump bad_isr;           // 0x40: SPORT 5 interrupt
p6i:nop;nop;nop;jump bad_isr;           // 0x44: SPORT 0 interrupt
p7i:nop;nop;nop;jump bad_isr;           // 0x48: SPORT 2 interrupt
p8i:nop;nop;nop;jump bad_isr;           // 0x4C: SPORT 4 interrupt
p9i:nop;nop;nop;jump bad_isr;           // 0x50: External port0 interrupt. EPOI
p10i:nop;nop;nop;jump bad_isr;          // 0x54: General Purpose timer 1 interrupt
p11i:nop;nop;nop;jump bad_isr;          // 0x58: serial port 7 interrupt
p12i:nop;nop;nop;jump bad_isr;          // 0x60: External port1 interrupt
sp13i:nop;nop;nop;jump bad_isr;         //
sp14i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
sp15i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
sp16i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
sp17i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
sp18i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
cb7i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
cb15i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
tmzli:nop;nop;nop;jump bad_isr;
fixi:nop;nop;nop;jump bad_isr;
flt0i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
fltui:nop;nop;nop;jump bad_isr;
fltii:nop;nop;nop;jump bad_isr;
emuli:nop;nop;nop;jump bad_isr;
```

```

sft0i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
sft1i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
sft2i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
sft3i:nop;nop;nop;jump bad_isr;
//rsvd
nop;nop;nop;nop;

```

1.4 Експериментальні дослідження пристрою швидкодіючої адаптивної обробки сигналів на тлі завад на сигнальних процесорах

У сучасних РЛС, як правило, використовуються неадаптивні або частково адаптивні системи міжперіодної обробки (МПО) сигналів на тлі пасивних завад (ПП). Тому в ході виконання НДР було проведено порівняння розробленого швидкодіючого адаптивного алгоритму МПО на основі АРФ зі штатними алгоритмами МПО сучасних РЛС. Порівняння здійснювалося методом напівнатурного експерименту з використанням цифрових записів реальних пасивних перешкод – відбиттів зондувальних сигналів різних радіолокаторів від відбивачів, що заважають [52].

1.4.1 Особливості штатної неадаптивної системи МПО сигналів на тлі ПП

Неадаптивна система МПО (рис. 1.22) існуючої РЛС далі зветься штатною. У цій РЛС періодично випромінюються $M = n \cdot t$ – вимірні когерентні пачки зондувальних радіоімпульсів, складені з $n = 4$

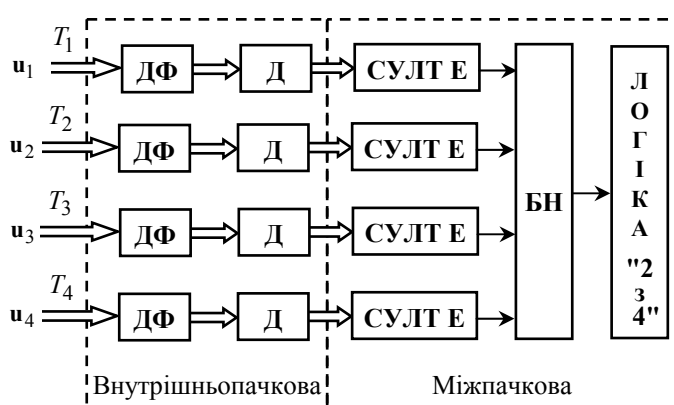


Рисунок 1.22 – Штатна система МПО при "усіченій" стратегії прийняття рішень (ДФ – доплеровські фільтри, Д – детектори, БН – бінарний накопичувач)

льних радіоімпульсів, складені з $n = 4$ m – елементних підпачок (значення $m = 8, 12, 16$). Періоди T_i (частоти $F_i = 1/T_i$) слідування імпульсів у кожній i -й ($i \in 1, n$) пачці постійні, але різні в різних пачках.

У приймачі після внутрішньоперіодної обробки (узгодженої фільтрації поодиноких радіоімпульсів пачки) і

фазового детектування формуються комплексні амплітуди відбитих сигналів M суміжних періодів зондування (азимутів) з N елементів дальності, які після перетворення в цифрову форму запам'ятовуються в блоці пам'яті.

У ньому в кожному k -му ($k \in 1, N$) елементі дальності формується $M = n \cdot m$ – вимірний вектор (пачка)

$$\mathbf{u}(k) = \{\mathbf{u}_i(k)\}_{i=1}^n = \mathbf{y}(k) + \gamma \cdot \mathbf{s}(k), \quad \gamma = 0, 1 \quad (1.115)$$

комплексних амплітуд шуму і пасивної перешкоди (ПП) $\mathbf{y}(k)$ або (при $\gamma = 1$) їх адитивна суміш із корисним сигналом $\mathbf{s}(k)$ ($k \in 1, N$). Він складається з $n = 4$ підпачок m – елементних векторів комплексних амплітуд $\mathbf{u}_i = \{u_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^m$.

Сформований у блоці пам'яті комплексний масив вхідних даних обробляється штатною системою МПО (рис. 1.52). Міжперіодна обробка в ній розділяється на когерентну *внутрішньопачкову* та некогерентну *міжпачкову*. На етапі внутрішньопачкової МПО (рис. 1.52) кожний з $n = 4$ комплексних $m \times N$ – вимірних вхідних масивів незалежно обробляється набором з m “згладжених” доплерівських фільтрів (ДФ) з низьким рівнем бічних пелюсток, налагоджених на частоти, рівномірно розташовані на інтервалі $(0, F_i)$, $i \in 1, 4$.

При цьому *когерентна* внутрішньопачкова обробка зводиться до вагового підсумовування (фільтрації)

$$\xi_i(\nu, k) = \mathbf{r}_i^*(\nu) \cdot \mathbf{u}_i(k) = \sum_{\ell=1}^m r_\ell^{(i)*}(\nu) \cdot u_\ell^{(i)}(k) \quad (1.116)$$

елементів кожної пачки у фільтрах з імпульсними характеристиками (ІХ) виду

$$\mathbf{r}_i(\nu) = \{r_\ell^{(i)}(\nu)\}_{\ell=1}^m = \mathbf{D} \cdot \mathbf{x}_i(f_\nu), \quad i \in 1, 4; \nu \in 1, m. \quad (1.117)$$

Тут $\mathbf{D} = \text{diag}\{d_\ell\}_{\ell=1}^m$ – діагональна $m \times m$ матриця “згладжування” з елементами d_ℓ на головній діагоналі, що залежать від розміру m пачки;

$$\mathbf{x}_i(f_\nu) = \exp\{(j2\pi f_\nu T_i \ell)\}_{\ell=1}^m \quad (1.118)$$

– m – вимірний вектор відліків комплексної гармоніки частотою f_ν в моменти часу $\tau_\ell = T_i \cdot \ell$, $\ell \in 1, m$.

Частоти настроювання m фільтрів i -ої пачки:

$$f_v = (v-1) \cdot F_i / m, \quad v \in 1, m; \quad i \in 1, 4. \quad (1.119)$$

У зв'язку із цим опорний вектор, що визначає “незгладжену” ІХ v -го фільтра, дорівнює

$$x_i(f_v) = x_i(v) = \exp \{ (j2\pi(v-1)\ell / m) \}_{\ell=1}^m, \quad (1.120)$$

і, отже, однаковий для всіх $n = 4$ підпачок з різними частотами F_i проходження імпульсів. Тому при внутрішньопачковій обробці (1.116) кожної з підпачок використовується той самий набір із m ДФ.

У цих фільтрах використовуються коефіцієнти “згладжування” (вікна) d_ℓ . На рис. 1.23 суцільними кривими показані квадрати модулів $\text{кр}(f)$ (у дБ) частотних ха-

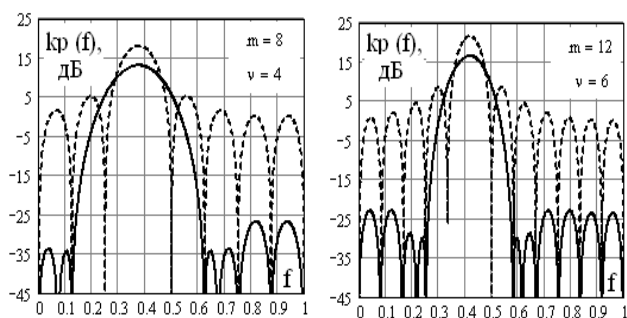


Рисунок 1.23 – Квадрати АЧХ доплерівських фільтрів

рактеристик (ЧХ) “середніх” ($v = m/2$) штатних доплерівських фільтрів підпачок розміром $m = 8$ і $m = 12$. Для порівняння штриховими лініями показані $\text{кр}(f)$ для “незгладжених” ДФ із ІХ (1.120), тобто для узгоджених фільтрів.

Кожна зі ЧХ (рис. 1.23) періодична з одиничним періодом на нормованій частотній осі f , градуйованої в частках частоти повторення F_i . Однієї й тій же точці f цієї осі у фільтрах підпачок з різними частотами повторення $F_i = 1/T_i$ відповідає різна доплерівська частота

$$f_a = f \cdot F_i, \quad i \in 1, 4. \quad (1.121)$$

ЧХ інших штатних ДФ мають таку ж форму, але зміщені на частотній осі.

З порівняння суцільних і штрихових кривих видно, що вікна “згладжування” суттєво зменшують рівень бічних пелюсток ЧХ доплерівських фільтрів, але одночасно розширюють головну пелюстку й зменшують його максимальне значення. За рахунок цього на виходах ДФ потужність ПП (наприклад, від місцевих предметів), спектр яких зосереджений у зоні цих бічних пелюсток, може бути суттєво нижче, чим на виходах “незгладжених” фільтрів. Тому для сигналів рухомих цілей з допле-

рівськими частотами в околиці максимумів ЧХ “згладжування” дає вигравш в енергетичному відношенні сигнал/(перешкода + шум) (ВСПШ).

У штатній неадаптивній системі СРЦ “згладжування” ІХ фільтрів є необхідністю в умовах ПП.

У зонах, вільних від ПП, “згладжування” супроводжується втратами у відношенні сигнал-шум (ВСПШ) через розширення головної пелюстки ЧХ ДФ і зменшення його рівня в порівнянні з погодженими фільтрами. Показано, що ці втрати дорівнюють

$$\delta\mu = \left(\sum_{\ell=1}^m d_{\ell} \right)^2 / \left(m \cdot \sum_{\ell=1}^m d_{\ell}^2 \right). \quad (1.122)$$

Наприклад, при $m = 8$ вони становлять $\delta\mu = 1.32$ дБ.

Відзначені особливості штатної внутрішньопачкової МПО впливають на власливості наступної міжпачкової МПО й ефективність СРЦ у цілому.

Після когерентного накопичення вихідні сигнали m ДФ кожної з $n = 4$ підпачок пачки детектуються й надходять у блок міжпачкової МПО (рис. 1.22).

У блоці міжпачкової МПО реалізується бінарне некогерентне міжпачкове накопичення сигналів з наступним ухваленням рішення про виявлення (або невиявлення) цілі. При цьому застосовується повна або “усічена” стратегія прийняття рішення за результатами некогерентної дворівневої міжпачкової обробки. Спочатку розглянемо “усічену” стратегію прийняття рішень. При такій стратегії продетектовані вихідні сигнали m доплерівських фільтрів (рис. 1.22) кожної з 4-х підпачок порівнюються з енергетичним (першим) порогом у пристрої стабілізації рівня фіктивних тривог (СУЛТ Е). Підпачка вважається виявленою, якщо вона виявляється (перевершує енергетичний поріг) хоча б в одному з m доплерівських фільтрів пачки.

Перший поріг встановлюється по заданій умовній імовірності хибної тривоги (ІХТ). При зазначеному перевищенні першого порога на виході СУЛТ Е утворюється одиниця, а якщо ні, то – нуль. Таким чином, на виходах СУЛТ Е виходить послідовність нулів і одиниць. Ці значення (бінарні імпульси) підсумовуються (накопичуються) у бінарному накопичувачі (БН). Іншими словами підраховується число одиниць для кожного елемента розділення. Отримане число i порівнюється із другим порогом $K = 2$. Схема логіки “ K із n ”, у розглянутому випадку “2 з 4”

(рис. 1.22), видає одиницю (оцінку наявності цілі), якщо $i \geq K$, а якщо ні, то ($i < K$) – видається нуль.

Таким чином, рішення про наявність цілі в імпульсному об'ємі, що перевіряється, приймається за умови виявлення 2-х (або більш) підпачок з 4-х відповідно до критерію "K з n" ($K = 2, n = 4$).

Бінарний накопичувач працює за принципом "ковзного вікна". При цьому послідовно перевіряються імпульсні об'єми на наявність або відсутність у них цілей.

При повній стратегії прийняття рішень для виявлення підпачки сигнал хоча б одного з m доплерівських фільтрів повинен подолати й енергетичний (СУЛТ Е) і, через блок обчислення "контрастів" (БОК), швидкісний (СУЛТ V) пороги (рис. 1.24).

У блоці СУЛТ V передбачається поділ джерел сигналів по швидкості та бланкування тих з них, модуль радіальної швидкості джерел яких менше встановлюваного

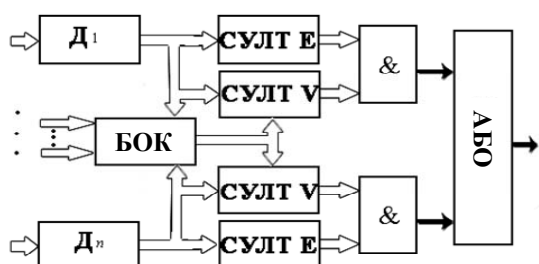


Рисунок 1.24 – Схема міжпачкової обробки при повній стратегії прийняття рішень

го оператором порога. Робота цього блоку базується на використанні відмінностей амплітуд вихідних сигналів фільтрів з однаковими номерами в пачках з різними інтервалами T_i ($i \in 1, n$) проходження імпульсів. Вони обумовлені відмінністю частот настроювання (1.119) фільтрів підпачок і з ростом (до певного рівня)

швидкості джерел також збільшуються.

Кількісним показником цих відмінностей для кожного з фільтрів пачки служить "контраст", який у системі СРЦ РЛС 10-см діапазону обчислюється як відношення модуля сигналу на виході даного фільтру до середнього арифметичного значення модулів сигналів фільтрів з тими ж номерами в решті пачок. Обчислений "контраст" фільтра порівнюється із граничним значенням "контрастної характеристики" $\chi(V_r)$ відповідної пачки. Ця характеристика утворена максимумами "контрастів" усіх фільтрів даної пачки, розрахованих для когерентних підпачок сигналів рухомих цілей в умовах відсутності перешкод.

Граничне значення "контрастної характеристики" пачки може бути перевищене контрастами тих або інших фільтрів цієї пачки тільки тоді, коли радіальна швидкість цілі V_r виявиться вище граничної швидкості $v_0(i)$, $i \in 1, n$.

Можливість у широких межах регулювати швидкісну зону режекції СУЛТ V дозволяє вже на етапі первинної МПО ефективно захистити РЛС від безлічі дискретних відбивачів, що заважають і рухаються з відносно невеликими швидкостями ("ангел-луна") та суттєво утрудняють роботу багатьох сучасних високопотенціальних РЛС сантиметрового діапазону.

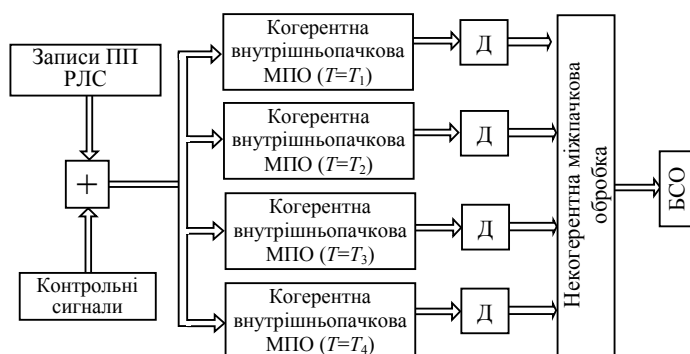
Потрібно, однак, мати на увазі, що в процесі швидкісної селекції в СУЛТ V можуть бути забланковані і корисні сигнали малошвидкісних повітряних цілей, а також високошвидкісних цілей, що рухаються не радіально на РЛС, а "з параметром" і тому мають малу радіальну складову швидкості.

Ще один недолік штатної СУЛТ V обумовлений її специфікою як параметричної системи, властивості якої залежать від вхідних дій. Вона проявляється в тому, що в реальних перешкодових умовах модулі вихідних сигналів фільтрів, а, отже, і їх "контрасти", можуть змінюватися в широких межах і не збігатися з розрахованими для ідеалізованих умов відсутності шуму й ПП.

1.4.2 Методика й умови експериментів

Узагальнена схема напівнатурних експериментів показана на рис. 1.55.

Тут передбачається міжперіодна обробка вхідних дій, якими служать

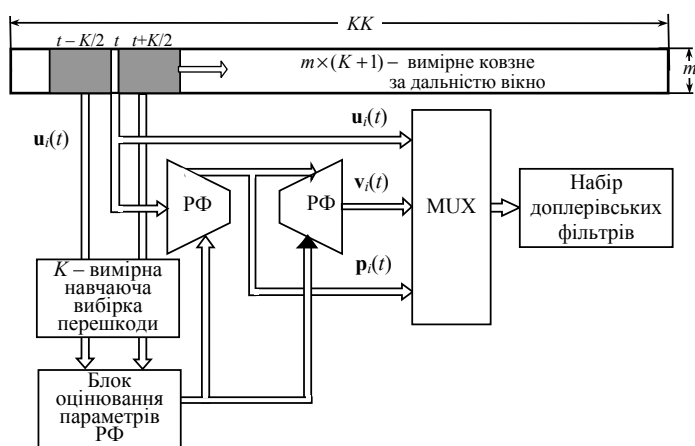


Рисуюнок 1.25 – Схема напівнатурних експериментів

$M = n \cdot t$ –вимірні вектори комплексних амплітуд $\mathbf{u} = \{\mathbf{u}_i\}_{i=1}^n$ ($n = 4$) реальних ПП РЛС 10-см діапазону з KK елементів дистанції даного азимутального напрямку в адитивній суміші з контрольними сигналами, що імітують ціль, яка рухається з довільною (зада-

ною) радіальною швидкістю. Кожна m – елементна пачка $\mathbf{u}_i = \{u_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^m$ ($i \in 1, n$) вхідного M – вимірною вектора (пачки) з однаковими в межах пачки, але різними від пачки до пачки часовими інтервалами між імпульсами спочатку оброблялася у своєму блоці когерентної внутрішньопачкової обробки, побудованому за схемою рис. 1.26.

Тут передбачена або штатна (рис. 1.22) обробка (у наборі "згладжених" доплерівських фільтрів) безпосередньо центральної пачки $\mathbf{u}_i(t)$ ковзного за часом (даль-



ності) вікна, або обробка в наборі узгоджених доплерівських фільтрів результатів перетворення цієї пачки у квазіобертаючому ($\mathbf{v}(t)$) АРФ зі стрічково-діагональною матричною імпульсною характеристикою при тьоплицевому алгоритмі настроювання.. Адаптивний

Рисунок 1.26 – Внутрішньопачкова МПО решітчастий фільтр (АРФ) на рис. 1.26 представлений у вигляді блоку оцінки параметрів і безпосередньо решітчастих фільтрів (РФ) [45].

Горизонтальною смугою розміру $m \times KK$ тут показані m – елементні пачки комплексних амплітуд відбиттів в KK елементах дальності аналізованого азимутального напрямку. Усередині смуги виділене "ковзне" за дальністю (часом) вікно. Його "затемнені" області містять $K/2$ суміжних підпачок $\mathbf{Y}_1 = \{\mathbf{y}_i^{(1)}\}_{i=1}^{K/2}$, що передують центральної (незатемненої), і $K/2$ суміжних підпачок $\mathbf{Y}_2 = \{\mathbf{y}_i^{(2)}\}_{i=1}^{K/2}$, які діють за нею. Вони утворюють навчаючу вибірку перешкоди об'єму K :

$$\mathbf{Y} = \{\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2\} = \{\mathbf{y}_i\}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_i = \{y_\ell^{(i)}\}_{\ell=1}^N = \begin{cases} \mathbf{y}_i^{(1)}, & i \leq K/2, \\ \mathbf{y}_{i-K/2}^{(2)}, & i > K/2, \end{cases}$$

По цій K – вимірній навчаючій вибірці настроювався АРФ за допомогою блоку оцінки параметрів (рис. 1.26). Перетворена в АРФ центральна пачка підключалася до набору фільтрів через мультиплексор (MUX). Це дозволяло перевірити адаптивну систему МПО на основі АРФ і зрівняти її зі штатної неадаптивною МПО.

Продетектовані вихідні сигнали доплерівських фільтрів усіх підпачок далі оброблялися в штатному блоці некогерентної міжпачкової обробки (рис. 1.22, 1.24, 1.25), описаному в п. 1.4.1.

У блоці статистичної обробки (БСО) схеми рис. 1.26 визначалися характеристики порівнюваних систем МПО:

- штатної неадаптивної системи СРЦ РЛС 10-см діапазону;
- адаптивної системи СРЦ на основі квазіобертаючого АРФ (АРФ_{inv}).

У ході експериментів використовувалися цифрові записи ПП від різних джерел. На рис. 1.27 наведені приклади дальностно-азимутальних (*a*, *в*) і дальностних (*б*, *д*) (в одному з азимутальних напрямків β) розподілів потужності ПП від місцевих предметів (МП). Аналогічні розподіли для хмар показані на рис. 1.28.

У цих записах відносна (відносно шуму приймача) потужність ПП на окремих ділянках дальності перевершує 50 дБ для місцевих предметів і 40 дБ – для хмар. Як для тих, так і для інших ПП характерна істотна нерівномірність (нестационарність) дальностних розподілів, що підкреслює актуальність високої швидкодії адаптивної обробки, яка забезпечувалась в АРФ використанням апріорної інформації про тьоплицевість КМ ПП та стрічково-діагональною регуляризацією (див. п. 1.1).

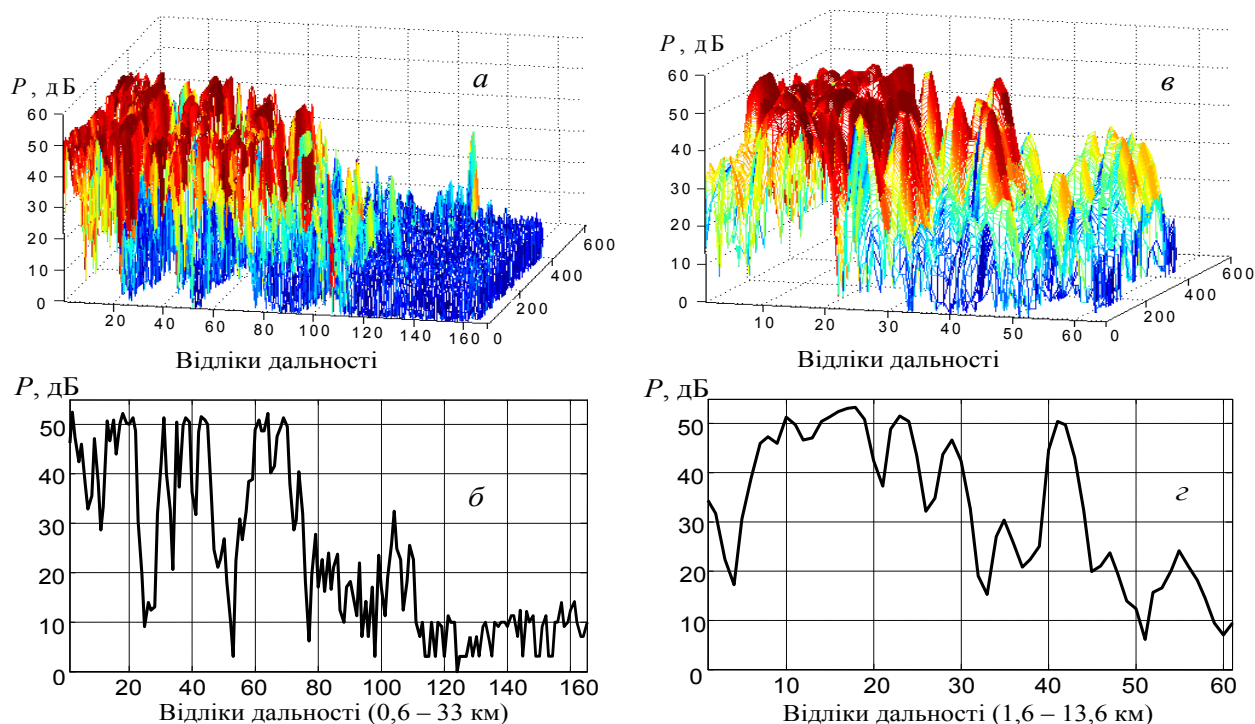


Рисунок 1.27 – Дальностно-азимутальний (*a*, *в*) і дальностний (*б*, *z*) розподіл потужностей відбиттів від місцевих предметів

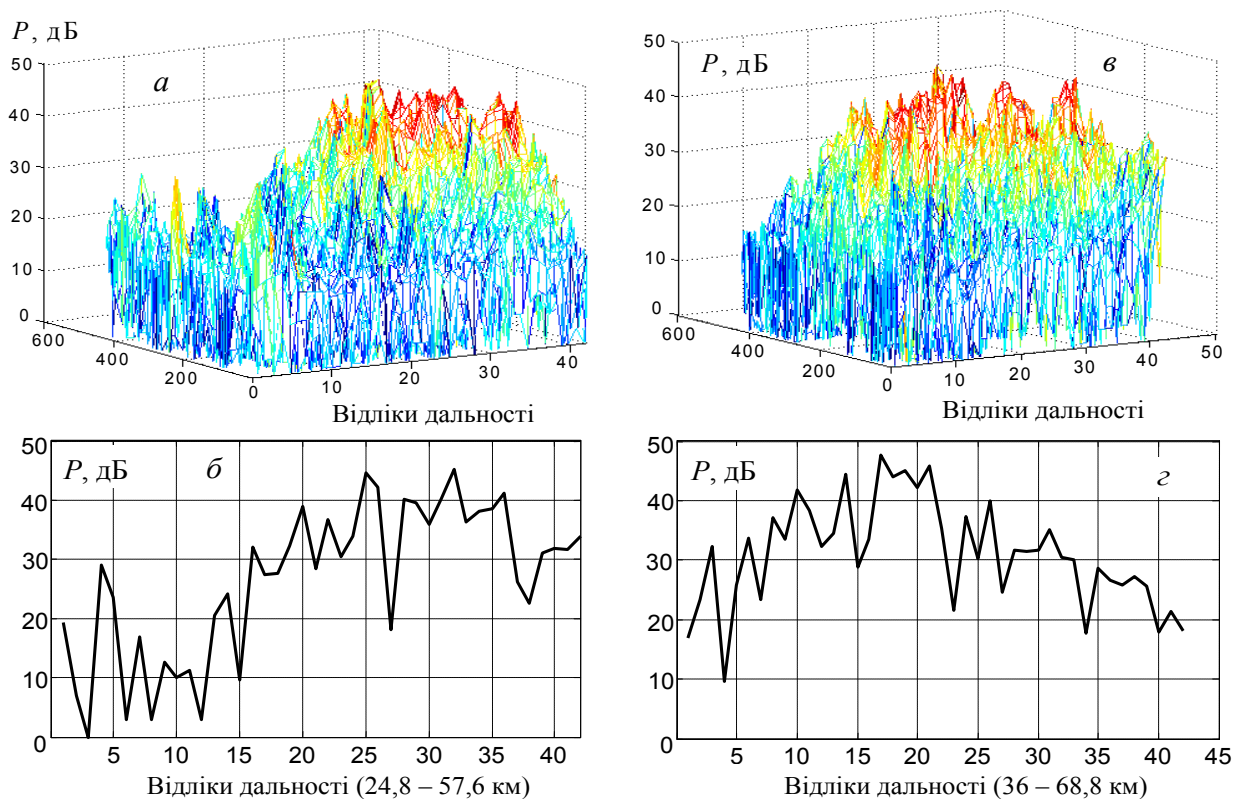


Рисунок 1.28 – Дальностно-азимутальний (а, в) и дальностний (б, з) розподіл потужностей відбиттів від хмар

1.4.3 Експериментальні характеристики виявлення при "скороченій" стратегії прийняття рішень

На першому етапі експериментів використовувалася "скорочена" стратегія прийняття рішень (п. 1.4.1), при якій вважалося, що ціль в аналізованому елементі дистанції присутня, якщо результат міжпачкової обробки (рис. 1.22) перевищив тільки один (енергетичний) поріг x_E , встановлений по заданій імовірності хибної тривоги (ІХТ) F .

На рис. 1.29 наведені експериментальні характеристики виявлення контрольних сигналів, що імітують когерентні пачки із заданим відношенням сигнал – шум (ВСШ) h від $n \geq 1000$ цілей з рівномірно розподіленими в діапазоні $V_r \in 0, 3600$ км/год радіальними швидкостями, на тлі ПП від місцевих предметів (а) (рис. 1.27) при розмірі пачки $m = 12$ та хмар (б) (рис. 1.28) при розмірі пачки $m = 8$.

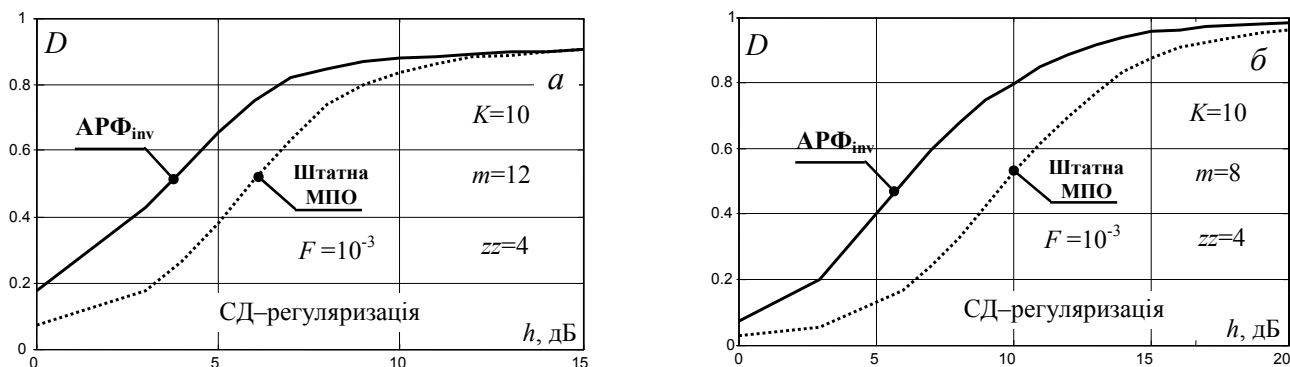


Рисунок 1.29 – Експериментальні характеристики виявлення сигналів на тлі місцевих предметів (а) і хмар (б)

Імовірність правильного виявлення (ПВ) D розрахована як відношення кількості сигналів, що перевищили енергетичний поріг, заданий для ІХТ $F = 10^{-3}$, до їх загального числа n . На рисунках пунктирні криві відповідають характеристикам виявлення штатною МПО, суцільні криві – адаптивною МПО на основі квазіобертючого АРФ (АРФ_{inv}). Для підвищення швидкодії адаптивної обробки в умовах нестационарних ПП (рис. 1.27, 1.28) застосовувався тьоплицев алгоритм настроювання АРФ та стрічково-діагональна (СД) регуляризація оцінки КМ ПП.

Виграш швидкодіючої адаптивної обробки в порівнянні зі штатною в граничному сигналі в умовах хмар становить приблизно 4 дБ (при однакових граничних сигналах ПВ D збільшується з 0,2 до 0,6 (рис. 1.29, б)), а в умовах місцевих предметів – близько 3 дБ (АРФ_{inv}). Більший виграш в умовах хмар у проведеному експерименті пов'язаний з ростом відносного рівня бічних пелюсток і з більш широкою головною пелюсткою ЧХ фільтрів меншого розміру m в штатній системі МПО (рис. 1.22), кращим відстеженням форми спектра перешкоди в АРФ, а також більшим інтервалом стаціонарності відбиттів від хмар.

Значимість цих виграшів наочно ілюструють експериментальні статистичні швидкісні характеристики (ШХ) – залежності числа виявлених цілей від їх швидкості в умовах місцевих предметів (рис. 1.30, а) і хмар (рис. 1.30, б). Поріг установлений для ІХТ $F = 10^{-3}$, число цілей на кожній швидкості – 657 (а) і 1091 (б), ВСШ для кожної з них – 5 дБ (а) і 6 дБ (б).

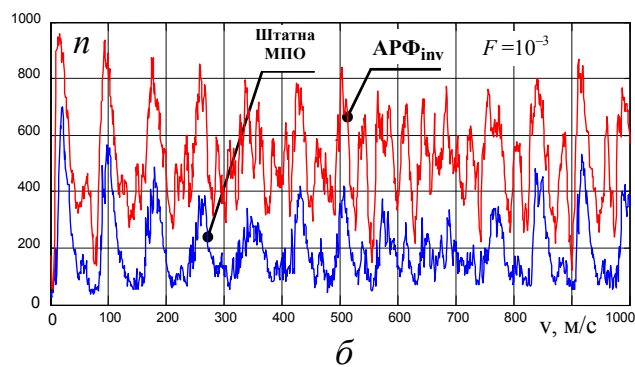
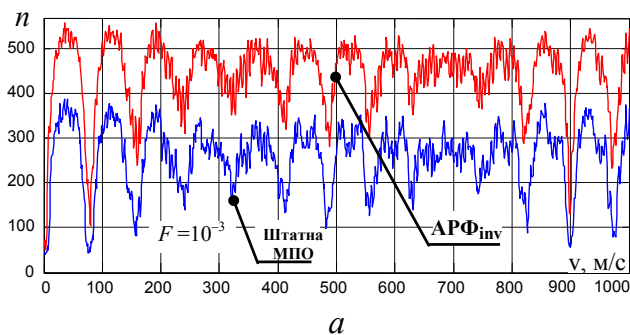


Рисунок 1.30 – Експериментальні ШХ у ПП від місцевих предметів (а) і хмар (б)

Видно, що ШХ адаптивної МПО суттєво краще штатної. Виграш у числі виявлених цілей (в імовірності правильного виявлення) при використанні $АРФ_{inv}$ може досягати три – чотири, а в деяких точках – і більш раз. Такий виграш забезпечено за рахунок використання апріорної інформації про структуру кореляційної матриці перешкод та стрічково-діагональної регуляризації оцінки максимальної правдоподібності КМ ПП.

1.4.4 Експериментальні характеристики виявлення при повній стратегії прийняття рішень

При використанні у штатній системі МПО повної стратегії прийняття рішень продетектовані вихідні сигнали фільтрів порівнюються не тільки з енергетичними (СУЛТ Е), але й зі швидкісними (СУЛТ V) порогами (рис. 1.24). Останні введені для "очищення" екрану РЛС від дискретних ПП від місцевих предметів з часовою протяжністю, близькою до інтервалу розділення по дальності, а також сигналів малошвидкісних цілеподібних "ангелів" різної фізичної природи, які можуть суттєво ускладнювати роботу високопотенційних РЛС. Однак у штатній системі СУЛТ V розв'язок цієї задачі може супроводжуватися вкрай небажаними ефектами придушення корисних сигналів цілей, що рухаються як з малими, так і з великими радіальними швидкостями, що суттєво перевищують швидкість руху "ангелів". Проведені експерименти повністю підтвердили можливість появи цих ефектів.

На рис. 1.31 показані експериментальні ШХ штатної й адаптивної МПО на основі $AP\Phi_{inv}$ у ПП від місцевих предметів (рис. 1.27), отримані для тих же умов, що й ШХ рис. 1.30, але з використанням повної стратегії прийняття рішень при двох різних наборах швидкісних порогів у СУЛТ V, передбачених у РЛС 10-см діапазону.

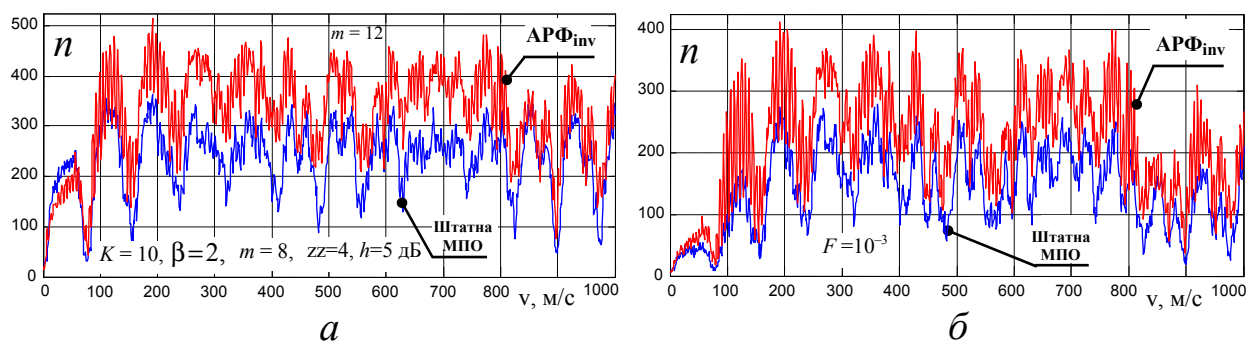


Рисунок 1.31 – Експериментальні ШХ у ПП від місцевих предметів для 3-го (а) і 5-го (б) порогів СУЛТ V

З порівняння ШХ (рис. 1.31) зі ШХ (рис. 1.30, а) випливає, що при "малих" швидкісних порогах (а) число виявлених цілей, що рухаються з радіальними швидкостями $v \geq 100$ м/с, за рахунок введення СУЛТ V зменшується незначно, але при цьому невелика й глибина зони режекції для цілей з $v < 100$ м/с. Збільшення швидкісних порогів (б) збільшує глибину цієї зони, однак помітно зменшує кількість виявлених цілей з радіальними швидкостями $v \geq 100$ м/с.

Ці ж закономірності ще більшою мірою проявляються при виявленні цілей на тлі хмар, що добре видно з порівняння відповідних експериментальних ШХ штатної та адаптивної МПО на основі $AP\Phi_{inv}$ при "скороченій" (рис. 1.30, б) і повній стратегії (рис. 1.32) при двох різних наборах швидкісних порогів у СУЛТ V.

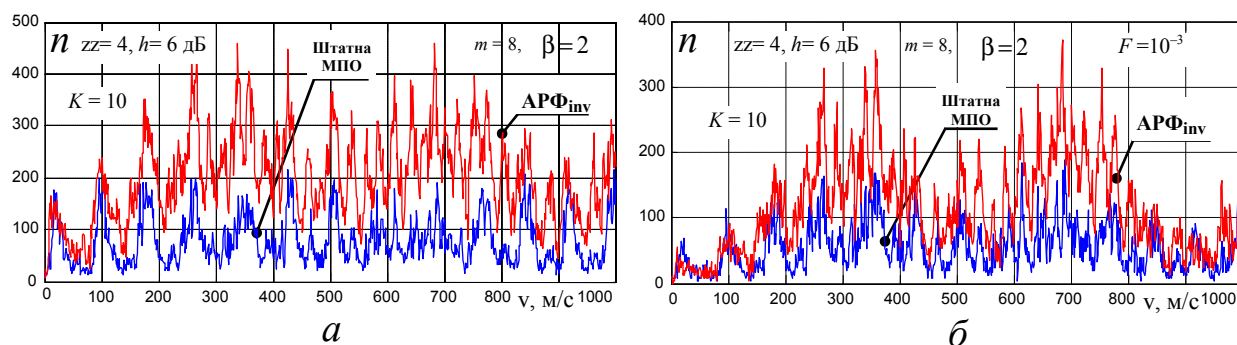


Рисунок 1.32 – Експериментальні ШХ у ПП від хмар для 3-го (а) і 5-го (б) порогів СУЛТ V

Тут уже відносно "малі" швидкісні пороги СУЛТ V (рис. 1.62, *a*) приблизно вдвічі зменшують число виявлених цілей з радіальними швидкостями $v \geq 200$ м/с. При збільшенні цих порогів (рис. 1.32, *б*) їх число може зменшитися в три й більш раз. При цьому адаптивна МПО, як і в умовах рис. 1.31, залишається ефективніше штатної, але її виграш у цьому випадку помітно менше, чим при використанні "скороченої" стратегії (рис. 1.29, *б*, 1.30, *б*). Значимість цих виграшів наочно ілюструється також видом екрана індикатора кругового огляду (ІКО) РЛС (рис. 1.33) зі штатною неадаптивною МПО (*a*) і адаптивною МПО на основі АРФ (*б*). Видно, що при штатній МПО на ІКО спостерігаються залишки некомпенсованих маскувальних ПП, тоді як при АРФ їх кількість та рівень значно менші.

1.5 Експериментальні дослідження пристрою швидкодіючої адаптивної обробки сигналів на фоні завад на ПЛІС

1.5.1 На рис. 1.34 наведені деякі результати напівнатурного експерименту в РЛС 23 см діапазону з вобуляцією інтервалів зондування. У цьому експерименті неадаптивні фільтрова МПО та компенсаційна система дворазового черезперіодного віднімання (ЧПВ-2) з некогерентним накопиченням порівнювалися з адаптивною МПО на основі квазівідбілюючого АРФ зі стрічковою МІХ із шириною стрічки $zz = 3$ при некогерентному накопиченні імпульсів 8 – елементної пачки імпульсів.

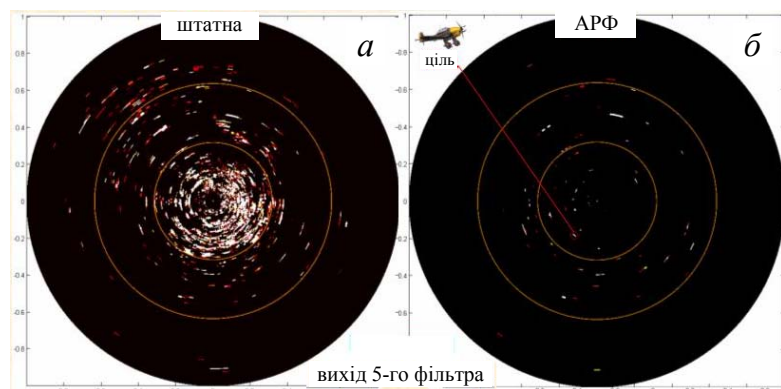


Рисунок 1.33 – Від ІКО РЛС зі штатною МПО (*a*) і на основі АРФ (*б*)

адаптивні фільтрова МПО та компенсаційна система дворазового черезперіодного віднімання (ЧПВ-2) з некогерентним накопиченням порівнювалися з адаптивною МПО на основі квазівідбілюючого АРФ зі стрічковою МІХ із шириною стрічки $zz = 3$ при некогерентному накопиченні імпульсів 8 – елементної пачки імпульсів.

На рис. 1.34, *a* показаний розподіл потужності за дальністю адитивної суміші реальних ПП і імітованих корисних сигналів цілей, розташованих з інтервалом 50 елементів розділення за дальністю, що мають нульову радіальну швидкість. Такі цілі

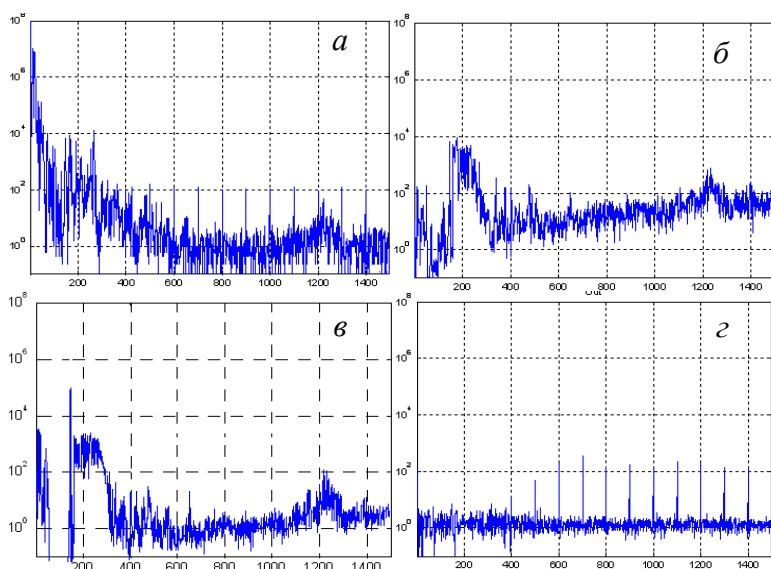


Рисунок 1.34 – Порівняння неадаптивної МПО й адаптивної МПО на основі АРФ

високою, ніж корисні сигнали потужністю, оскільки в цьому випадку між цими ПП і корисними сигналами немає розходжень за доплерівською частотою.

1.5.2 На рис. 1.35 наведено приклад виявлення точкових відбивачів на тлі інтенсивних хмар (а) у РЛС 10 см діапазону з вобуляцією інтервалів зондування при

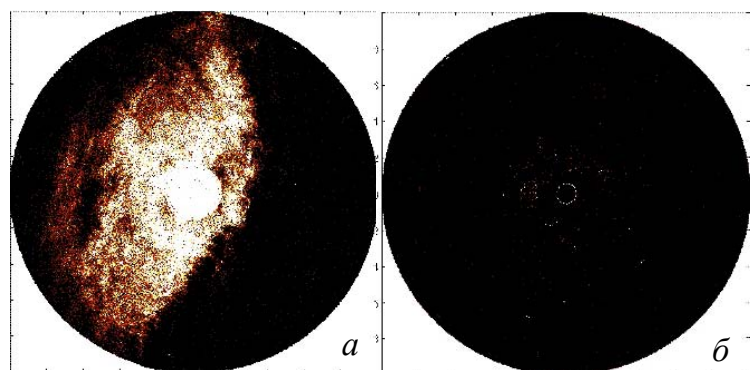


Рисунок 1.35 – Виявлення точкових „цілей” на тлі інтенсивних протяжних хмар



Рисунок 1.36 – Виявлення цілі в некогерентній РЛС на основі АРФ

не виявляються ні фільтровою (рис. 1.34, б), ні компенсаційною (рис. 1.34, в) МПО, і в той же час впевнено виявляються адаптивною МПО на основі АРФ (рис. 1.34, г) як на тлі власного шуму, так і хмар, що рухаються з ненульовою радіальною швидкістю, у діапазоні між 1100 і 1300 елементами розділення. Вони не виявляються лише на тлі ПП від місцевості з більш

адаптивній МПО на основі квазівідбілюючого АРФ загального виду зі стрічкової МІХ із шириною стрічки $zz = 4$ з некогерентним накопиченням імпульсів $M = 16$ – елементної вобульованої пачки імпульсів.

Видно, що протяжні ПП практично повністю скомпенсовані, на виході (б) залишаються тільки точкові відмітки, які можуть належати як корисним сигналам цілей, так і цілеподібним „ангел-луна” різного походження, що не мають відмінностей на етапі МПО.

1.5.3 На рис. 1.36 наведений

приклад виявлення цілі в умовах туману в корабельній некогерентній РЛС 8 мм діапазону при використанні адаптивної МПО на основі АРФ, включеної після квадратичного детектора.

Наочно видно, що корисний сигнал цілі, замаскований ПП у стробі супроводження (а), надійно виявляється адаптивною МПО на основі АРФ (б).

1.5.4 Для вивчення виявлення цілей на тлі ПП від схвильованої поверхні моря за рахунок використання адаптивної МПО на основі АРФ на рис. 1.37 наведені результати напівнатурного експерименту. Тут використані цифрові записи відбиттів від поверхні моря при хвилях до 5 балів., отримані в наземній РЛС 3 см діапазону.

На рис. 1.37, а показаний розподіл потужності за дальністю адитивної суміші реальних ПП від моря та імітованої $M = 120$ – елементної некогерентної пачки корисного сигналу цілі з відносною потужністю 40 дБ, розташованої в сотому елементі дальності і повністю замаскованою ПП.

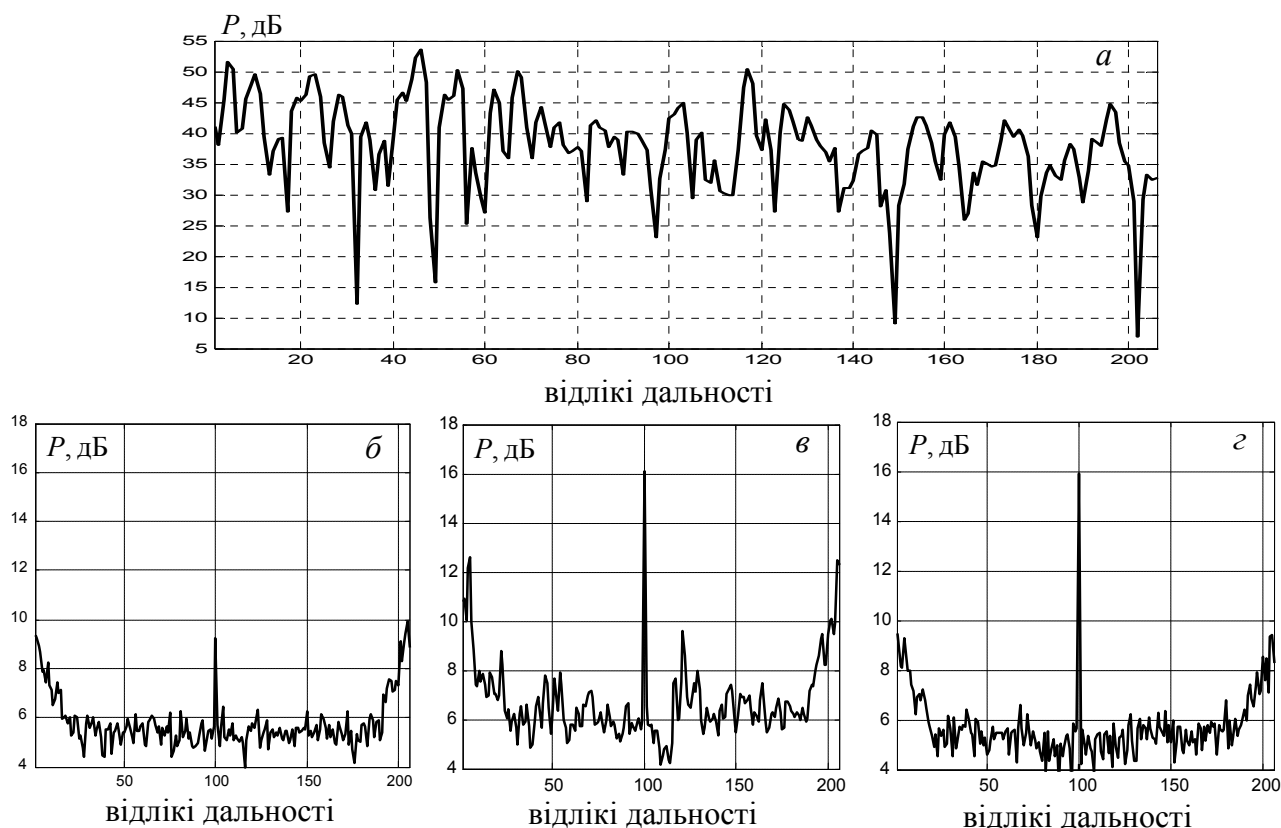


Рисунок 1.37 – Адаптивна обробка пачки імпульсів на тлі реальних ПП від моря (в) і їх граничних АР моделей порядку $p = 1$ (б) і $p \rightarrow \infty$ (з)

У центрі нижнього рисунка (в) показані результати його виявлення при обробці суміші адаптивною системою МПО на основі квазівідбілюючого АРФ загального

виду зі стрічковою МІХ із шириною стрічки $zz = 4$ з некогерентним накопиченням імпульсів $M = 120$ – елементної вобульованої пачки імпульсів.

Ліворуч і праворуч розташовані результати тієї ж обробки цього сигналу в суміші зі змодельованими АР ПП порядку $p = 1$ (експоненційна КМ) (*б*) і $p \rightarrow \infty$ (гаусівська КМ) (*г*) з відносною потужністю 45 дБ і коефіцієнтом кореляції $\rho = 0.8$, які приблизно збігалися з попередньо оціненими за цифровими записами параметрами реальної ПП (*а*).

Видно, що результати обробки на тлі ПП від моря наближаються до отриманого при використанні АР моделі високого ($p \rightarrow \infty$) порядку, що свідчить про принципову можливість забезпечити високий рівень захищеності від них при більш високих коефіцієнтах міжперіодної кореляції відбиттів від моря.

Таким чином, напівнатурні експерименти підтвердили високу ефективність запропонованої швидкодіючої адаптивної МПО сигналів на тлі ПП на основі АРФ і переваги такої обробки перед неадаптивною, яка досить часто використовується у сучасних РЛС.

1.6 Рекомендації щодо побудови швидкодіючих адаптивних систем обробки сигналів на фоні завад

З наведених результатів теоретичних досліджень, математичного моделювання, напівнатурних та натурних експериментів можна обґрунтувати наступні рекомендації по побудові сучасних адаптивних систем обробки сигналів на фоні завад.

1. Використання багатоступеневих адаптивних решітчастих фільтрів.

Це обумовлено наступним. При використанні одноступеневих адаптивних фільтрів теоретичні достоїнства алгоритмів адаптації, які засновані на явно обчислених оцінках кореляційної матриці завад, наприклад, (1.82) – (1.85), можуть не реалізуватися на практиці. Причиною може бути типова для реальних умов погана обумовленість цих явно сформованих оцінок, яка при неминуче кінцевій розрядності обчислень може приводити до великих помилок в елементах обернених матриць і,

як наслідок, вагових векторів і вихідних ефектів у цілому.

Обумовлене цим зниження ефективності адаптивної обробки може не тільки не компенсуватися, а навіть посилюватися збільшенням об'єму навчаючої вибірки. Цей недолік суттєво послабляється, якщо замість явно сформованих оціночних КМ і матриць, обернених до них, використовуються їх так звані мультиплікативні (факторизовані) уявлення – у вигляді добутку слабозаповнених матриць різної структури. Перехід до них названий в [53, с. 118] "фундаментальною ідеєю чисельного аналізу великих систем".

Можливість представити довільну матрицю \mathbf{A} у факторизованій формі $\mathbf{A} = \prod_{i=1}^m \mathbf{B}_i$ означає можливість побудувати фільтр із необхідною матричною імпульсною характеристикою (МІХ) \mathbf{A} у вигляді послідовного з'єднання m ступенів з МІХ i -го ступеню \mathbf{B}_i . Навчаюча вибірка використовується в цьому випадку не для явного формування прямої або оберненої матриць, а для визначення параметрів їх співмножників \mathbf{B}_i обраного виду (параметрів ступені фільтра обраної структури).

Основні переваги такої організації обробки породжено декількома причинами. Найбільш важливої з них є суттєво краща обумовленість співмножників, ніж оберненої матриці в цілому, число обумовленості якої звичайно дорівнює добутку чисел обумовленості цих співмножників. Практично важливі також простота та "однородність" співмножників, що спрощує структуру фільтра та нарощування його порядку. Багатоступенева побудова може виявитися й більш економічною за витратами пам'яті, оскільки загальне число параметрів, що визначають співмножники \mathbf{B}_i , може бути помітно менше числа різних елементів добутку $\prod_{i=1}^m \mathbf{B}_i$.

В обчислювальній математиці використовуються різні види співмножників факторизованих представлень матриць що породжують багатоступеневі фільтри різної структури, у загальному випадку нерівноцінні по складності й ефективності. Для розв'язку задач просторово-часової обробки сигналів на тлі перешкод практично найцікавіші співмножники "узагальненої факторизації Левинсона [31]", що приводять до адаптивних решітчастих фільтрів (АРФ).

2. Використання апріорної інформації про структуру кореляційної матриці перешкод.

Додатковою перевагою АРФ в порівнянні з багатоступеневими адаптивними фільтрами іншої структури є простота використання для підвищення ефективності обробки апріорної інформації різного виду про специфіку структури каналів приймання й, як наслідок, специфіці відповідних КМ.

Так, персиметрія КМ (симетрія елементів матриці щодо бічної діагоналі) породжує апріорну рівність параметрів

$$s_1(\ell) = s_1(N+1-\ell), \ell \in 1, N, \quad \hat{y}_{ni}(\ell) = \hat{y}_{ni}(N_i+1-\ell), \quad i \in 2, N; \ell \in 1, N_i; \quad N_i = N+1-i.$$

ЕРФ i -го ($i \in 1, N$) ступеню, симетричних відносно центрального.

Наслідком тьоплицевості КМ є однаковість параметрів всіх ЕРФ кожного ступеня РФ:

$$s_1(\ell) = s_1(1) = s_1, \quad \ell \in 1, N; \quad \alpha_i(\ell) = \alpha_i(1) = \alpha_i, \quad s_i(\ell) = s_i(1) = s_i, \quad i \in 2, N.$$

Наприклад, тьоплицевість КМ може бути породжена регулярністю просторових або часових каналів приймання: використанням еквідистантних ФАР або постійних інтервалів зондування. В цьому випадку при адаптивній обробці як на тлі шумових, так і пасивних перешкод необхідно використовувати «тьоплицев» алгоритм настроювання АРФ [45].

3. Використання комбінованої стрічково-діагональної регуляризації оцінки максимальної правдоподібності КМ перешкод.

Діагональна регуляризація МП оцінки зводиться до використання (1.102) при настроюванні АРФ [45], а стрічкова регуляризація зводиться до обмеження числа ступенів АРФ.

1.7 Статистична теорія сфокусованих антен з круглою апертурою

1.7.1. Кореляційні характеристики поля антени з круглою апертурою, сфокусованою в зону Френеля

Дослідження кореляційних характеристик поля антени з круглою апертурою, сфокусованою в зону Френзеля, є заключним пунктом у загальній проблемі вивчення статистики поля антени з круглою апертурою при наявності в апертурі фазових флуктуацій. Актуальність цієї проблеми визначається тим, що антени з круглою апертурою являють собою найбільш розповсюджений тип антен у широкому спектрі електромагнітних і акустичних хвиль. Тому ретельне дослідження впливу випадковості внутрішнього та зовнішнього походження на характеристики подібних антен мають важливе практичне значення. Якісні оцінки тих чи інших статистичних ефектів, засновані на використанні результатів, отриманих раніше в [54] для лінійних неперервних систем, для неперервних двомірних систем можуть бути недостатніми.

Як відомо, дослідження статистики поля будь-якої антени у межах кореляційної теорії потребує вивчення трьох груп питань:

- вивчення середніх характеристик поля;
- вивчення флуктуацій параметрів антен;
- вивчення кореляційних характеристик поля.

Середні та флуктуаційні характеристики поля антени з круглою апертурою були вивчені нами раніше. Відповідні результати надані в [55, 56]. Є, однак, ряд актуальних задач, вирішення яких потребує знання кореляції поля в суміжних точках простору. До таких можна, зокрема, віднести задачу аналізу потенційної точності моноімпульсних РЛС або фазових пеленгаторів, які працюють у неоднорідному середовищі, розрахунок надійності систем кутового рознесенного прийому, тощо. Ця обставина і стимулювала вивчення кореляційних властивостей поля антен з круглою апертурою. Планувалося отримати загальні вирази для коефіцієнтів кореляції ком-

плексного поля, флуктуацій амплітуди і фази поля та їх взаємної кореляції і далі проаналізувати залежності вказаних характеристик від параметрів фазових флуктуацій в апертурі (їх дисперсії та радіуса кореляції) для двох найбільш інтересних окремих випадків – фокальної площини й фокальної осі. Ці дослідження були виконані повністю. Отримані при цьому результати наводяться в цьому звіті у скороченому вигляді. Скорочення торкнулося трьох аспектів задачі. Ми всюди обмежилися розглядом малих флуктуацій, випустили результати для фокальної осі і достатньо громіздкі виведення окремих виразів. До цього додамо наступне. Кореляційні властивості поля двомірних антен залежать від рознесення координат точок спостереження по обом просторовим кутам θ та φ . У своїх дослідженнях ми обмежилися випадком рознесення точок спостереження по куту θ , який характеризує віддаль точок від фокальної осі. Проте під час проведених досліджень виникло питання і про вивчення кореляції поля в точках, рознесених по куту φ при різних фіксованих значеннях θ . Ці дослідження будуть проведені у 2013 р. Тоді ж планується опублікувати повні результати досліджень, частина з яких не включена в цей звіт.

1.7.1.1 Початкові співвідношення

Розглянемо плоску синфазну рівномірно збуджену круглу апертуру радіусу

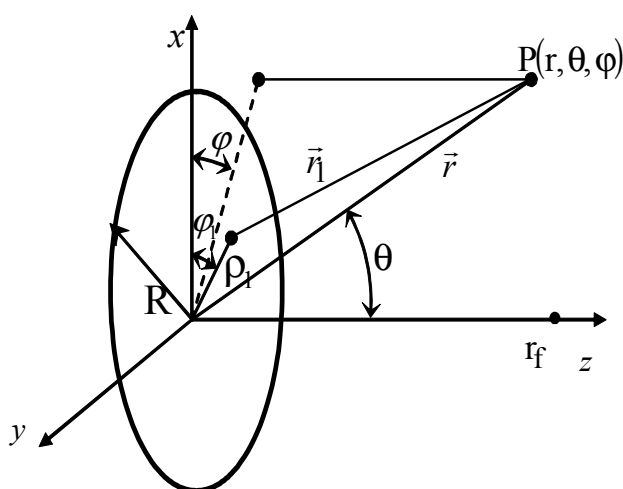


Рисунок 1.38 – Зв'язок змінних з реальними координатами

R , сфокусовану в зону Френеля. Поле даної антени в наближенні Френеля з точністю до неістотного множника $(ikE_A \pi e^{-ikr}/8)$, де E_A – амплітуда поля на апертурі, $k = 2\pi/\lambda$ можливо представити у вигляді [54]:

$$E_0(\zeta, \psi) = \frac{2}{\chi_0} \int_0^1 e^{i2\zeta u^2} J_0(u\psi) u du, \quad (1.123)$$

Безрозмірні змінні ψ, u та ζ , які входять в (1.123), пов'язані з реальними

координатами системи (рис. 1.38) наступними співвідношеннями:

$$\psi = kR \sin \theta, \quad u = \rho_1 / R, \quad \zeta = \frac{\pi}{16\chi_0} \left(1 - \frac{\chi_0}{\chi} \right), \quad \chi = r / r_{\text{а}\zeta}, \quad r_{\text{а}\zeta} = 8R^2 / \lambda - \text{відстань до границі}$$

дальної зони, $\chi_0 = r_f / r_{\text{а}\zeta}$, де r_f – фокусна відстань.

Надалі множник $1/\chi$ у виразі (1.123) можна відкинути, тому що при відшуканні коефіцієнтів кореляції поля (нормованих кореляційних функцій) цей множник зникає. Відповідно, далі замість (1.123) для поля будемо використовувати вираз

$$E_0(\zeta, \psi) = 2 \int_0^1 e^{i2\zeta u^2} J_0(u\psi) u du. \quad (1.124)$$

Якщо на апертурі є фазові флуктуації $\Phi(u, \varphi_1)$, то замість (1.224) для поля окремої реалізації маємо [55]

$$E(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{\pi} \int_S e^{i\Phi(u, \varphi_1)} e^{i2\zeta u^2} e^{i\psi \cos(\varphi - \varphi_1)} ds. \quad (1.125)$$

Будемо вважати, що функція $\Phi(u, \varphi_1)$ є нормальною однорідною по розкриттю випадковою функцією з нульовим середнім значенням, дисперсією $\overline{\Phi^2(u, \varphi_1)} = \sigma^2(u, \varphi_1) = \alpha = \text{const}$ і коефіцієнтом кореляції гауссівського вигляду

$$r = \frac{\overline{\Phi(u, \varphi_1) \cdot \Phi(u', \varphi_1')}}{\alpha} = e^{-\frac{u^2 + u'^2 - 2uu' \cos(\varphi_1 - \varphi_1')}{c^2}},$$

де чисельник дробу в показнику експоненти – це квадрат відстані між точками з координатами u, φ_1 та u', φ_1' , а знаменник – квадрат радіуса кореляції c у відносних одиницях, який пов'язаний із радіусом кореляції фазових флуктуацій ρ_0 співвідношенням $c = \rho_0 / R$.

Тоді, усереднюючи співвідношення (1.125), отримаємо [55]:

$$\overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} = e^{-\frac{\alpha}{2}} E_0(\zeta, \psi), \quad (1.126)$$

Співвідношення (1.125) та (1.126) є початковими для визначення кореляційних характеристик поля антени з круглою апертурою.

Флуктуації поля

$$\begin{aligned} \delta E(\zeta, \psi, \varphi) &= E(\zeta, \psi, \varphi) - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^1 e^{i[2\zeta u^2 + u\psi \cos(\varphi - \varphi_1)]} \left[e^{i\Phi(u, \varphi_1)} - e^{-\frac{\alpha}{2}} \right] d\varphi_1 u du = A(\zeta, \psi, \varphi) + iB(\zeta, \psi, \varphi), \end{aligned} \quad (1.127)$$

(де $A(\zeta, \psi, \varphi) = \operatorname{Re} \delta E(\zeta, \psi, \varphi)$, $B(\zeta, \psi, \varphi) = \operatorname{Im} \delta E(\zeta, \psi, \varphi)$);

характеризуються кореляційною функцією K_1

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}, \quad (1.128)$$

де * – знак комплексного спряження

Значення функції $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ при $\zeta_1 = \zeta, \psi_1 = \psi, \varphi_1 = \varphi$ визначає дисперсію флуктуацій комплексного поля:

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi) = \overline{|\delta E(\zeta, \psi, \varphi)|^2} = \overline{|E(\zeta, \psi, \varphi)|^2} - \left| \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \right|^2. \quad (1.129)$$

При вивченні кореляційних характеристик амплітуди й фази поля поряд з функцією K_1 нам буде потрібні також допоміжна функція K_2 , яка дорівнює

$$K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}, \quad (1.130)$$

Функції $K_{1,2}$ можна записати наступним чином:

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \overline{E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}, \quad (1.131)$$

$$K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \overline{E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}. \quad (1.132)$$

При прийнятій в даній роботі статистиці фазових флуктуацій

$$\begin{aligned} \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} &= \\ &= e^{-\alpha} \left\{ E_0(\zeta, \psi) E_0^*(\zeta_1, \psi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(+1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \right\}, \end{aligned} \quad (1.133)$$

$$\begin{aligned} & \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = \\ & = e^{-\alpha} \left\{ E_0(\zeta, \psi) E_0(\zeta_1, \psi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \right\} \end{aligned} \quad (1.134)$$

Тут $c_n = c/\sqrt{n}$, $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_1$ і, як можна показати,

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) (\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) S_m^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1), \quad (1.35)$$

де

$$S_m^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1) = \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}} e^{i2(\zeta u^2 \mp \zeta_1 u_1^2)} I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1 du du_1. \quad (1.136)$$

Підставляючи (1.133), (1.134) в (1.131) і (1.132) та враховуючи (1.126), отримаємо:

$$K_{1,2}(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = e^{-\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\pm 1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi). \quad (1.137)$$

Згідно з (1.128) і (1.130)

$$K_1 = \overline{(A + iB) \cdot (A_1 + iB_1)^*} = (K_{AA_1} + K_{BB_1}) + i(K_{BA_1} - K_{AB_1}),$$

та

$$K_2 = \overline{(A + iB) \cdot (A_1 + iB_1)} = (K_{AA_1} + K_{BB_1}) + i(K_{BA_1} + K_{AB_1}),$$

тому кореляційні функції реальної та уявної частин флуктуацій поля $K_{AA_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$, $K_{BB_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ і взаємні кореляційні функції $K_{AB_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$, $K_{BA_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ виражаються через функції $K_{1,2}$ наступним чином:

$$K_{AA_1, BB_1} = \frac{\operatorname{Re} K_1 \pm \operatorname{Re} K_2}{2}, \quad K_{BA_1, AB_1} = \frac{\operatorname{Im} K_2 \pm \operatorname{Im} K_1}{2}. \quad (1.138)$$

Нормована кореляційна функція флуктуацій комплексного поля визначається виразом:

$$R(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{K_1(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)}{\sigma_1(\zeta, \psi)\sigma_1(\zeta_1, \psi_1)}, \quad (1.139)$$

де

$$\sigma_1(\zeta, \psi) = \sqrt{K_1(\zeta, \psi, \zeta, \psi, \Delta\varphi = 0)}. \quad (1.140)$$

Отримані співвідношення справедливі при будь-яких значеннях дисперсії α і радіуса кореляції c фазових флуктуацій в апертурі та при довільних місцеположеннях точок спостереження. Для прикладу розглянемо кореляційні властивості флуктуацій комплексного поля на фокальній сфері при малих значеннях дисперсії флуктуацій. Практично це найбільш інтересний окремий випадок.

1.7.1.2 Кореляція флуктуацій комплексного поля на фокальній сфері

Для точок на фокальній сфері ($\zeta = \zeta_1 = 0$) поперечні кореляційні функції будемо записувати з верхнім індексом “ \perp ” – наприклад, K_1^\perp, R^\perp . Із (1.137), припускаючи, що $\zeta = \zeta_1 = 0$, знаходимо

$$K_1^\perp(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = e^{-\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi), \quad (1.141)$$

де, згідно з (1.135) і (1.136),

$$T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) \cos(m\Delta\varphi) S_m(c_n, \psi, \psi_1), \quad (1.142)$$

та

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2 + u_1^2}{c_n^2}} I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1 du du_1. \quad (1.143)$$

$S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ є дійсною функцією, тому й $K_1^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ також є дійсною функцією.

Положення точки спостереження на фокальній сфері (рис. 1.38) визначається двома координатами θ й φ (ψ и φ). При вивченні залежності кореляційних властивостей поля від узагальненої кутової координати ψ будемо розглядати точки, для

яких $\Delta\varphi=0$ (точки спостереження розміщені на площині $\varphi = \text{const}$ з одного боку від фокальної осі) або $\Delta\varphi=\pi$ (точки спостереження розміщені симетрично по різні боки від фокальної осі).

При малих флуктуаціях у виразі (1.141) можна залишити один доданок. Тоді при $\Delta\varphi=0$ отримаємо

$$K_1^\perp(\psi, \psi_1, 0) = \alpha T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0). \quad (1.144)$$

Асимптотичні оцінки величини $T_1^{(1)}$ при $c \ll 1$ і $c \gg 1$ дають наступне:

при $c \ll 1$

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \psi, \psi_1, 0) = T_n^{(2),(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \pi) = 2c_n^2 \frac{J_1(\psi \mp \psi_1)}{\psi \mp \psi_1}, \quad (1.145)$$

при $c \gg 1$

$$T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \left\{ \frac{J_1(\psi) J_1(\psi_1)}{\psi \psi_1} \left[1 - \frac{1}{c_n^2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} \right) \right] \right\}^\pm \pm \frac{2}{c_n^2} \cos(\Delta\varphi) \frac{J_2(\psi) J_2(\psi_1)}{\psi \psi_1} \quad (1.146)$$

Відповідно для коефіцієнтів кореляції отримаємо:

при $c \ll 1$

$$R^\perp(\psi, \psi_1, 0) = 2 \frac{J_1(\psi - \psi_1)}{\psi - \psi_1}. \quad (1.147)$$

Значення R^\perp , які визначаються формулою (1.147), показані на рис. 1.39, *a* безперервною лінією. Характерно, що для малих радіусів кореляції флуктуацій фази кутовий інтервал кореляції по полю є приблизно рівним ширині головної пелюстки ДС антени. А те, що при малих c поле розподілено нормально, означає, що флуктуації поля в різних пелюстках ДС статистично незалежні.

При $c \gg 1$

$$R^\perp(\psi, \psi_1, 0) = \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[\frac{J_2(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{J_2(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} \right]^2 \text{sign} \left(\frac{J_1(\psi) J_1(\psi_1)}{\psi \psi_1} \right) \right\}. \quad (1.148)$$

Результати розрахунку величин $R^\perp(\psi, \psi_1, 0)$ для ряду проміжних значень па-

раметру c наведені на рис. 1.39, *а*. Видно, що вже при c порядку 3 ми маємо ситуацію близьку до випадку детермінованої антени. В границях кожної пелюстки ДС коефіцієнт кореляції поля по модулю близький до одиниці, а при переході від пелюстки до пелюстки змінюється лише його знак. Картина, показана на рис. 1.39, *а*, при-таманна також лінійній випромінюючій системі (див. рис. 1.39, *б*) [54]. Випадок $c \ll 1$ (безперервна крива) в цьому випадку відповідає функції $\sin \psi / \psi$.

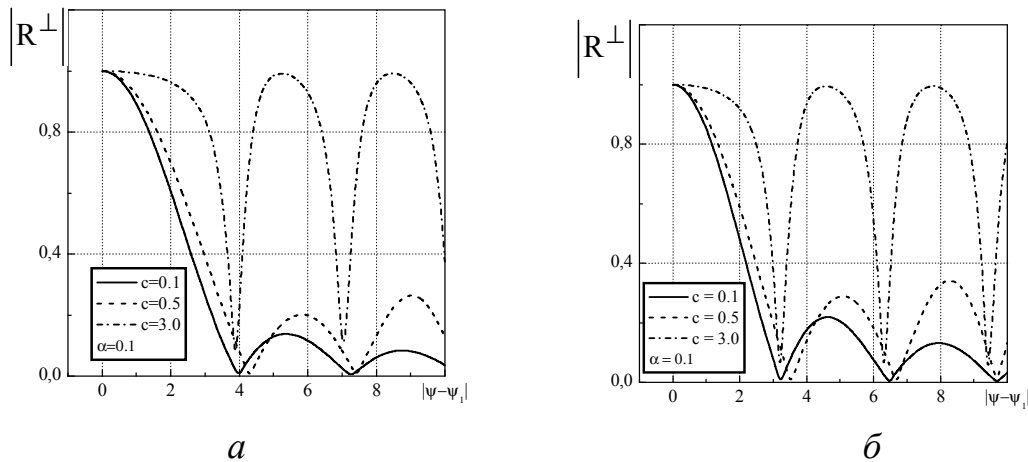


Рисунок 1.39 – Коефіцієнт кореляції комплексного поля при малих α і різних значеннях c : *а* – на фокальній сфері круглої апертури, *б* – в далекій зоні лінійної системи

Розглянемо тепер кореляцію поля в симетричних точках $\Delta\varphi = \pi$. В цьому випадку $\psi = \psi_1$, $\Delta\varphi = \pi$ та на основі (1.139), (1.41), враховуючи малість флуктуацій, отримаємо

$$R^\perp(\psi, \psi, \pi) = \frac{T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, \pi)}{T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, 0)}. \quad (1.149)$$

При $c \ll 1$, враховуючи (1.145), маємо

$$R^\perp(\psi, \psi, \pi) = \frac{J_1(2\psi)}{\psi}, \quad (1.150)$$

при $c \gg 1$, враховуючи (1.146), отримаємо

$$R^\perp(\psi, \psi, \pi) = 1 - \frac{4}{c^2} \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)}, \quad (1.151)$$

Співвідношення (1.150) співпадає з (1.147), якщо врахувати, що для симетрич-

но розміщених точок величина 2ψ відіграє роль величини $|\psi - \psi_1|$. На рис. 1.40 показано коефіцієнти кореляції флуктуацій комплексного поля в точках, симетрично розміщених відносно фокуса (величина $|\psi - \psi_1| = 2\psi$, де ψ – кут, відлічуваний від фокальної осі). Із порівняння з рис. 1.39 виходить, що при малих радіусах кореляції кореляційна відстань не залежить від того, як розміщені точки спостереження – з одного боку від фокальної осі або симетрично відносно неї. Зі збільшенням c , при симетричному розміщенні точок відносно фокальної осі, кореляційна відстань росте та при $c > 1$ досягає практично подвоєного значення порівняно з випадком, коли точки спостереження розміщені з одного боку від фокальної осі.

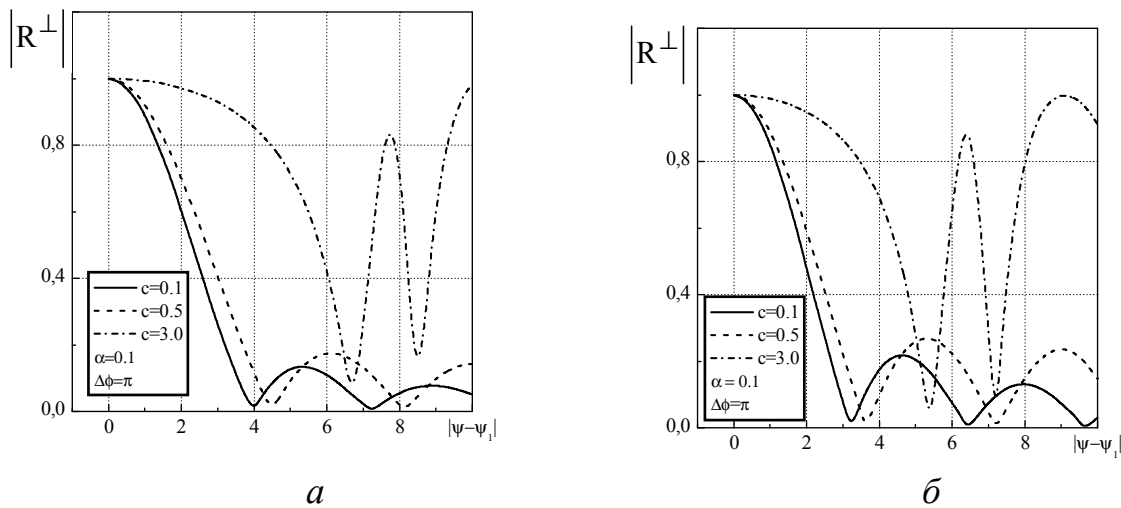


Рисунок 1.40 – Поперечний коефіцієнт кореляції флуктуацій комплексного поля в симетричних точках при малих α і різних радіусах кореляції c : a – на фокальній сфері круглої апертури, b – в далекій зоні лінійної системи

Аналогічне має місце також для лінійної випромінюючої системи (рис. 1.40, b).

1.7.1.3 Кореляція амплітуд і фаз поля на фокальній сфері

Флуктуації амплітуди δP і фази $\delta \Psi$ поля круглої апертури, сфокусованої в зону Френеля у припущенні, що $|E_0(\zeta, \psi)| \gg \delta P(\zeta, \psi)$, описуються згідно з [55] наступними виразами

$$\delta P(\zeta, \psi, \varphi) = \cos \Psi_0 \operatorname{Re}(\delta E) + \sin \Psi_0 \operatorname{Im}(\delta E), \quad (1.152)$$

$$\delta\Psi(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{|E_0(\psi, \zeta)|} [\cos \Psi_0 \operatorname{Im}(\delta E) - \sin \Psi_0 \operatorname{Re}(\delta E)], \quad (1.153)$$

де величини з нижнім нульовим індексом відносяться до випадку, коли флуктуації відсутні.

На фокальній сфері ($\chi = \chi_1 = \chi_0$, $\zeta = \zeta_1 = 0$), згідно з (2) $E_0(0, \psi) = \frac{2J_1(\psi)}{\psi}$, і $\Psi_0(\psi)$ дорівнює 0 або π . Відповідно, співвідношення (1.152) і (1.153) приймають вигляд

$$\delta P(\zeta, \psi, \varphi) = \operatorname{Re}(\delta E) = \hat{A}(\xi, \psi, \varphi); \quad (1.152a)$$

$$\delta\Psi(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)|} \operatorname{Im}(\delta E) = \hat{A}(\zeta, \psi, \varphi). \quad (1.153a)$$

Використовуючи співвідношення (1.128) та враховуючи, що згідно з (1.125), (1.126) $K_{1,2}^\perp$ є дійсними функціями, отримаємо (вертаючись знову до символів P та Ψ) наступні вирази для кореляційних і взаємних кореляційних функцій флуктуацій амплітуди і фази поля

$$K_{PP_1, \psi\psi_1}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{1}{2} [K_1^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \pm K_2^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi)], \quad (1.154)$$

$$K_{P\psi_1, \psi P_1}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 0, \quad (1.155)$$

З (33) виходить, що на фокальній сфері флуктуації амплітуд і фаз не є корельованими. Аналогічне явище має місце також для лінійної системи в далекій зоні [54].

Розглянемо точки, що лежать з одного боку від фокальної осі ($\Delta\varphi = 0$). У цьому випадку згідно з (1.127)

$$K_{1,2}^\perp(\psi, \psi_1, 0) = \pm \alpha T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0),$$

де $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ для довільних c визначено в (1.125).

З'ясуємо характер зміни кореляційних функцій зі зміною параметра c .

При $c \ll 1$ величина $T_1^{(1),(2)}$ визначається формулою (1.135), і для $K_1^{(1),(2)}$ має-

мо:

$$K_{1,2}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = \pm 2\alpha c^2 \frac{J_1(\psi \mp \psi_1)}{\psi \mp \psi_1}, \quad (1.156)$$

при $c \gg 1$ $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ описується формулою

$$T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0) = 4 \left\{ \frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \left[1 - \frac{1}{c^2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} \right) \right] \pm \frac{2}{c^2} \frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1} \right\},$$

та, відповідно, для $K_1^{(1),(2)}$ маємо

$$K_{1,2}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = \pm 4\alpha \frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{J_3(\psi)}{2J_1(\psi)} - \frac{J_3(\psi_1)}{2J_1(\psi_1)} m 2 \frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{J_1(\psi)J_1(\psi_1)} \right] \right\}. \quad (1.157)$$

Тоді із (1.154)–(1.156) для $c \gg 1$ отримаємо

$$\left. \begin{array}{l} K_{PP_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) \\ \left| \frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \right| K_{\Psi\Psi_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) \end{array} \right\} = \alpha c^2 \left[\frac{J_1(\psi - \psi_1)}{(\psi - \psi_1)} m \right] \text{sign} \left[\frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \right], \quad (1.158)$$

і для $c \gg 1$

$$K_{PP_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = \frac{8\alpha}{c^2} \left[\frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1} \right] \text{sign} \left[\frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \right], \quad (1.159)$$

$$K_{\Psi\Psi_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = \alpha \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{J_3(\psi)}{2J_1(\psi)} - \frac{J_3(\psi_1)}{2J_1(\psi_1)} \right] \right\}. \quad (1.160)$$

Зауважимо, що, якщо $\psi = 0$ або $\psi_1 = 0$, тобто одна з точок розміщена в фокусі, то $K_{PP_1} = 0$ для будь-яких радіусів кореляції c . Це є наслідком того, що при малих α флуктуації амплітуди в фокусі дорівнюють нулю.

Коефіцієнти кореляції, відповідно, мають вигляд:

при $c \ll 1$,

$$R_{PP_1, \Psi\Psi_1}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = 2 \frac{\frac{J_1(\psi - \psi_1)}{\psi - \psi_1} \mp \frac{J_1(\psi + \psi_1)}{\psi + \psi_1}}{\sqrt{1 \mp J_1(2\psi)/\psi} \sqrt{1 \mp J_1(2\psi_1)/\psi_1}} \text{sign} \left[\frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \right] \quad (1.161)$$

і при $c \gg 1$

$$R_{PP_1, \Psi\Psi_1}^\perp(\Psi, \Psi_1, 0) = 1 - O\left(\frac{1}{c^4}\right). \quad (1.162)$$

Останнє означає, що з точністю до величин третього порядку малості по $(1/c)$ при великих радіусах кореляції флуктуації амплітуд і фаз корельовані. На рис. 1.41 наведені графіки коефіцієнтів кореляції флуктуацій амплітуди і фази поля на фокальній сфері при різних значеннях радіусу кореляції флуктуацій фази на апертурі c . Аналогічно виглядають також графіки для лінійної системи [54]. Видно, що коре-

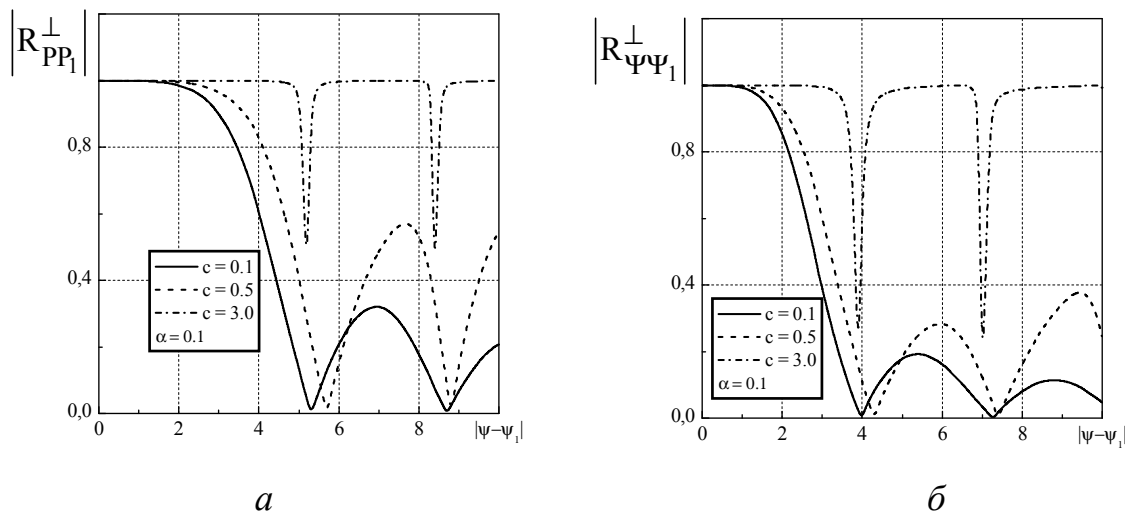


Рисунок 1.41 – Поперечні коефіцієнти кореляції флуктуацій:
 a – амплітуди і b – фази поля на фокальній сфері для різних значень радіуса кореляції c .

ляційна відстань росте зі збільшенням c . При цьому кореляційна відстань флуктуацій амплітуди більше, ніж флуктуацій фази.

Кореляція поля в симетричних точках. В цьому випадку $\Psi = \Psi_1$, $\Delta\Phi = \pi$ і згідно з (1.125) $T_1^{(1),(2)}(c, \Psi, \Psi_1, \pi) = T_1^{(2),(1)}(c, \Psi, \Psi_1, 0)$.

Тоді при $c \ll 1$

$$\left. \begin{aligned} & K_{PP_1}^\perp(\Psi, \Psi, \pi) \\ & \frac{4J_1^2(\Psi)}{\Psi^2} K_{\Psi\Psi_1}^\perp(\Psi, \Psi, \pi) \end{aligned} \right\} = m \frac{\alpha c^2}{2} \left[1 m \frac{J_1(2\Psi)}{\Psi} \right], \quad (1.163)$$

а при $c \gg 1$

$$K_{PP_1}^\perp(\Psi, \Psi, \pi) = -\frac{8\alpha}{c^2} \frac{J_2^2(\Psi)}{\Psi^2}, \quad (1.164)$$

$$K_{\Psi\Psi_1}^\perp(\psi, \psi, \pi) = \alpha \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} \right] \right\}. \quad (1.165)$$

Відповідно, для коефіцієнтів кореляції флуктуацій амплітуди і фази маємо:

для $c \ll 1$

$$R_{PP_1}^\perp(\psi, \psi, \pi) = -1, \quad R_{\Psi\Psi_1}^\perp(\psi, \psi, \pi) = 1, \quad (1.166)$$

а для $c \gg 1$

$$R_{PP_1}^\perp(\psi, \psi, \pi) = -1, \quad R_{\Psi\Psi_1}^\perp(\psi, \psi, \pi) = 1. \quad (1.167)$$

Таким чином, всі результати дослідження кореляційних властивостей поля сфокусованої антени з круглою апертурою, так само як і наведені в [55, 56] результати по середнім і флуктуаційним характеристикам цього поля мають виключно широку зону застосування. Це обумовлено тим, що всі формули і графіки, отримані при дослідженні статистики поля антени з круглою апертурою, інваріантні відносно величини фокусної відстані. Тому вони придатні як для антени, сфокусованої в зону Френеля, так і для звичайних антен (сфокусованих на нескінченість) в їх дальній зоні. Неістотним є також механізм походження фазових флуктуацій – чи породжені вони в самій антені, чи вони породжені неоднорідностями середовища поширення хвиль. Як і слід було чекати, результати аналізу статистики поля антени з круглою апертурою по всіх трьох групах питань, що досліджуються (середні, флуктуаційні та кореляційні характеристики поля) якісно аналогічні отриманим раніше в [54] для лінійної антени. Тим не менше, оскільки антени з круглою апертурою – найбільш розповсюджений тип антен сучасних РТС і їх вартість часто вельми висока, то дуже важливо мати також кількісні оцінки різних статистичних ефектів для цих антен. Саме це, як відмічалось у вступі, і стимулювало вивчення статистики поля антени з круглою апертурою в загальній постановці, хоча при її вирішенні прийшлося перебороти (і це було ясно з самого початку) чималі обчислювальні труднощі.

РОЗДІЛ 2 РОЗРОБЛЕННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕХНОЛОГІЇ ВИКОРИСТАННЯ ТРЬОХВИМІРНИХ КАРТ МІСЦЕВОСТІ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ РУХУ НАЗЕМНИХ ОБ'ЄКТІВ ЗА СИГНАЛАМИ СУПУТНИКОВИХ НАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ ТА МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

Залучення додаткової інформації при розв'язанні будь-якої задачі сприяє підвищенню точності та надійності отриманого рішення.

Так, залучення сигналів мобільного зв'язку при визначенні параметрів руху за сигналами супутникових навігаційних систем суттєво підвищує надійність отриманих результатів [57]. При визначенні параметрів руху наземних транспортних засобів корисною інформацією є дані про рельєф місцевості, по якій він рухається.

Такий підхід до розв'язання навігаційної задачі для наземного транспорту дозволяє скоротити кількість змінних, які визначаються. Тобто, виходячи з функціонального взаємозв'язку координат точок поверхні, можна обмежитися визначенням тільки планових координат рухомого об'єкту – висота визначиться автоматично. При скороченні кількості невідомих, які визначаються, слід чекати підвищення точності визначення параметрів руху транспортного засобу.

Таким чином, для підвищення точності навігаційних визначень актуальна побудова аналітичної функції, яка описує реальний рельєф місцевості з необхідною точністю. Оскільки наземний транспорт рухається по дорогах, можна обмежитися побудовою апроксимуючих поверхонь тільки для доріг і придорожніх територій.

У ролі основного джерела отримання даних для побудови таких функцій розглядаються трьохвимірні електронні карти місцевості (ЕКМ), які зараз широко використовуються в географічних інформаційних системах (ГІС).

2.1 Технологія використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем та мобільного зв'язку

2.1.1 Умови виникнення технології

2.1.1.1 Система глобального позиціонування (GPS) має велике розповсюдження при визначенні просторових координат місцеположення як для рухомих, так і для статичних об'єктів. До складу GPS входять космічні супутники, які обертаються навколо Землі та генерують і випромінюють радіосигнал на частотах L1 (модулюється кодами C/A та P) та L2 (модулюється кодом P). Коди радіосигналу містять інформацію стосовно часу його випромінювання, інформацію про місцеположення супутника та ідентифікаційні дані, які є унікальними для кожного супутника.

Навігаційні приймачі радіосигналів GPS також генерують аналогічні до супутникових сигнали, й на підставі порівняння часу власного коду та аналогічного коду від супутника розраховують відстань до кожного супутника через помноження часу розповсюдження сигналу (різниця між часом прийому та випромінювання сигналу) на швидкість його розповсюдження – швидкість світла. Інформація радіосигналу щодо місцеположення супутника використовується для припущення, що навігаційний прилад знаходиться на сфері із радіусом, який дорівнює відстані до навігаційного супутника, та центром у точці місцеположення цього супутника. Найближча до земної поверхні точка перетину трьох сфер, які являють собою поверхні місцеположення навігаційного приймача від трьох різних навігаційних супутників, і є точка місцеположення об'єкта. Але шкали часу годинників супутників та навігаційного приймача відрізняються, що суттєво впливає на вимірювання відстані між навігаційним приймачем та супутником. Тому з метою синхронізації часу до трьох сфер додають ще четверту. Таким чином, для визначення місцеположення об'єкта, який

обладнано навігаційним приймачем, у просторі, необхідно мати вимірювання від чотирьох навігаційних супутників.

2.1.1.2 Обчислене за кодовими вимірами місцеположення зазвичай значно відрізняється від дійсного місцеположення об'єкта. Причини цього полягають у таких факторах, як точність координат навігаційних супутників, точність вимірів відстаней між приймачем і супутником та геометрія розташування супутників.

Існує багато методів та технологій, які дозволяють зменшити вплив наведених факторів на точність визначення місцеположення. У системах моніторингу рухомих об'єктів місцеположення об'єктів постійно змінюється, тому для цих систем дуже важливим й суттєвим є фактор геометричного розташування супутників. Так у випадках гірського рельєфу чи міських висотних будівель одночасно спостерігати чотири навігаційні супутники досить часто є проблемою. А якщо у цих умовах і вдається спостерігати необхідну кількість супутників, то досить часто виникає проблема з їх геометричним розташуванням: висока концентрація їх розташування у якійсь невеликій ділянці небесної напівкулі, що призводить до суттєвих похибок у визначенні місцеположення. Шляхи вирішення цієї проблеми полягають у залученні додаткової інформації, яка зазвичай надається такими різноманітними приладами, як акселерометр (датчик лінійного прискорення), гіроскоп (датчик кутової швидкості), магнітометр (визначення магнітного поля), одометр (визначення відстані, яку пройдено) та ін. Ця додаткова інформація інтегрується до супутникових навігаційних вимірювань, й обчислюються координати місцеположення об'єкта, як правило, за допомогою фільтру Калмана.

Використання додаткових навігаційних приладів збільшує точність визначення місцеположення об'єкта, але поряд з цим, інтегральні засоби мають наступні, пов'язані з суттєвим збільшенням складності та вартості навігаційних заходів, властивості:

- додаткові похибки інерційних приладів, що додає значної складності алгоритмам обчислення координат місцеположення;
- додаткові витрати на придбання та утримання в належному стані додаткових навігаційних приладів, їх постійне калібрування;

- конструкторське переобладнання рухомих об'єктів для встановлення додаткових навігаційних приладів.

Тож актуальною є задача зменшення складності й вартості заходів для збільшення точності та надійності визначення місцеположення та швидкості рухомого об'єкта з використанням кодових ГНСС-вимірювань.

2.1.1.3 Також корисною для визначення місцеположення може бути інформація сигналів мобільного зв'язку. Застосування цієї інформації виправдовується наявністю широко розгорнутої й досить щільної мережі базових мобільних станцій та, головним чином, наявністю технологій і засобів визначення координат об'єкта за допомогою системи мобільного зв'язку. Із практики використання системи мобільного зв'язку для визначення координат місцеположення відомо, що в середньому в міських умовах точність визначених координат складає 50-75 м. Тож застосування останньої гарантує надійність визначення місцеположення об'єкта, а забезпечення точності головним чином покладається на супутникову навігаційну систему з використанням трьохвимірних карт місцевості.

2.1.2 Призначення технології

2.1.2.1 Технологія призначена для використання у системах супутникової навігації, зокрема в системах моніторингу статичних й рухомих об'єктів, які обладнано апаратурою ГНСС-спостережень та які рухаються суто по земній поверхні та структурових елементах дорожньо-транспортної інфраструктури (мости, багаторівневі шляхові розв'язки та ін.).

2.1.2.2 Реалізована у апаратно-програмних засобах технологія використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем та мобільного зв'язку забезпечує виконання наступних функцій:

- визначення місцеположення статичного та рухомого об'єктів з використанням кодових ГНСС-вимірювань на частоті L1;
- визначення швидкості рухомого об'єкту з використанням доплерівського зсуву частоти L1;
- підвищення точності визначення просторових координат статичного чи рухомого об'єкту у реальному масштабі часу та під час післясеансної обробки навігаційної інформації;
- підвищення точності визначення швидкості рухомого об'єкту у реальному масштабі часу та під час післясеансної обробки навігаційної інформації;
- підвищення надійності визначення просторових координат статичного чи рухомого об'єкту у реальному масштабі часу та під час післясеансної обробки навігаційної інформації;
- підвищення надійності визначення швидкості рухомого об'єкту у реальному масштабі часу та під час післясеансної обробки навігаційної інформації.

2.1.3 Опис технології

2.1.3.1 Загальна схема функціонування технології зображена на рис.2.1. Для реалізації технології використання системи мобільного зв'язку та трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем необхідні наступні елементи:

- приймач сигналів ГНСС;
- мікропроцесорний обчислювальний засіб із запам'ятовувачем;
- GSM/GPRS модем, який реалізує далекомірний метод (TOA) визначення координат місцеположення;
- ПЗ, яке реалізує виконання функцій технології;
- база даних, яка містить інформацію щодо трьохвимірної карти місцевості.

2.1.3.2 Загальна схема функціонування технології наведена на рис. 2.2. Трьохвимірні карта містить інформацію щодо трьох просторових координат, що дозволяє побудувати функцію поверхні, на якій знаходиться транспортний засіб, та використати її як поверхню місцеположення під час вирішення навігаційної задачі. Рівняння поверхні будується шляхом інтерполяції координат місцевості, залучених з відповідної інформації матриці висот трьохвимірної карти. Потрібна область місцевості встановлюються по попередньо визначеному приблизному місцеположенню транспортного засобу, таким чином визначення координат автомобіля вирішується у два етапи.

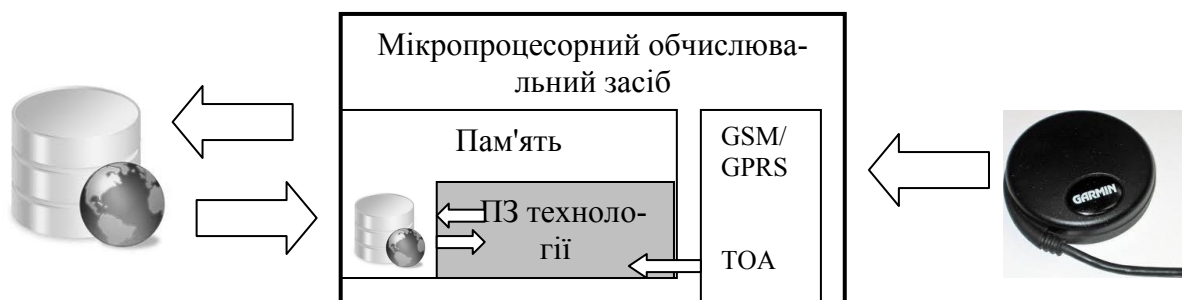


Рисунок 2.1 – Загальна схема технології використання мобільного зв'язку та трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем

На першому етапі, з використанням кодових вимірювань на частоті L1, визначається приблизне місцеположення транспортного засобу, та за відомими вимірами доплерівського зсуву частоти L1 обчислюється швидкість об'єкту.

На другому етапі, на підставі швидкості та приблизного місцеположення об'єкта, із тривимірної карти обирається необхідна область місцевості та будується рівняння поверхні рельєфу місцевості, яке додається до навігаційної задачі також на підставі визначення відстаней до станцій стільникового зв'язку результатом рішення якої є уточнені координати рухомого об'єкта. Також на другому етапі уточнюється швидкість рухомого об'єкта: до задачі визначення швидкості додається додаткова умова знаходження вектору швидкості на площині, дотичній до поверхні руху об'єкта у точці його поточного місцеположення.

2.1.4 Опис компонент технології

Як було зазначено раніше, технологія використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем реалізується за допомогою

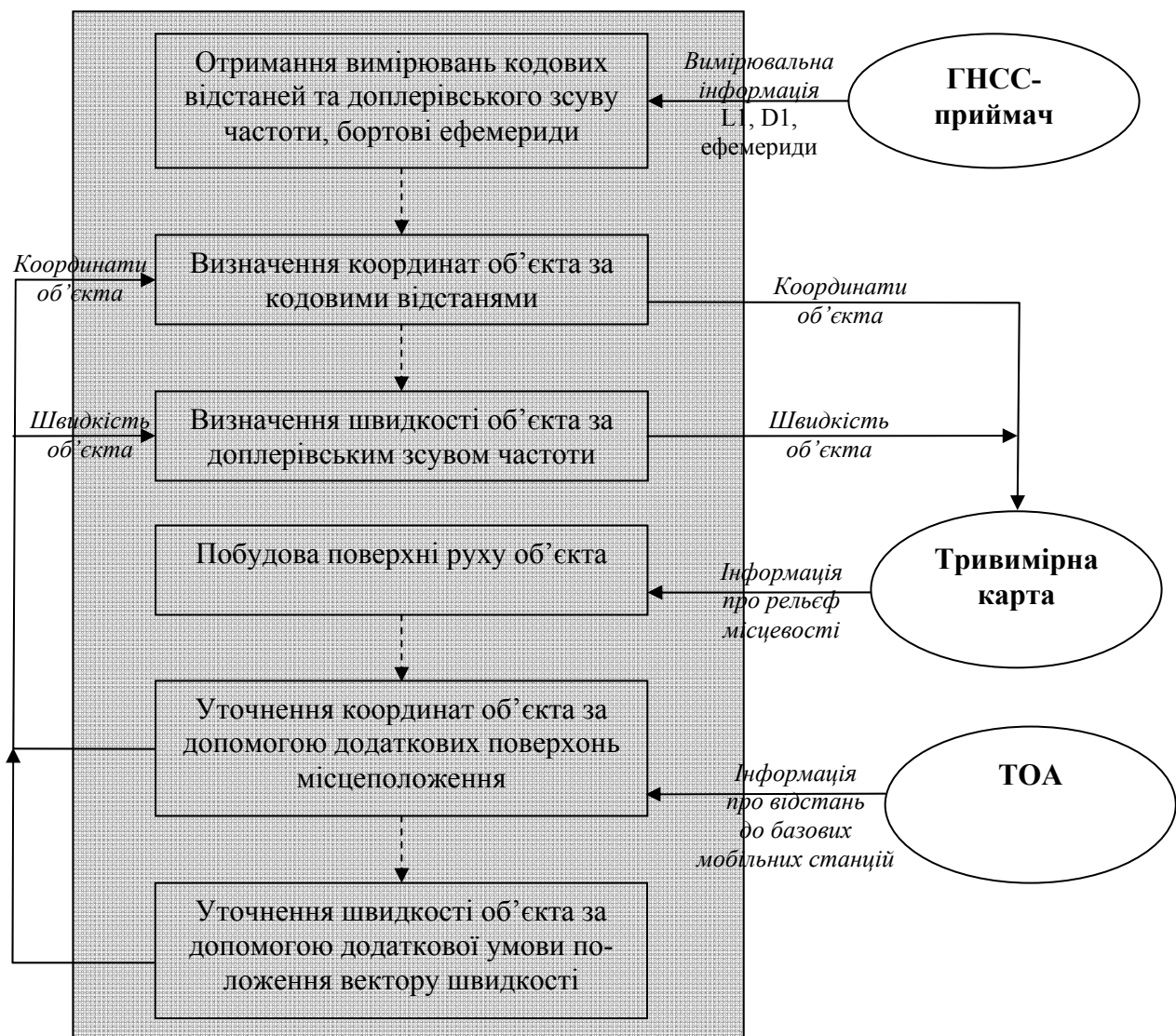


Рисунок 2.2 – Загальна структура технології використання мобільного зв'язку та трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем

мікропроцесорного обчислювального засобу, навігаційного приймача ГНСС та бази даних, яка містить інформацію щодо трьохвимірної карти місцевості.

Мікропроцесорний обчислювач являє собою інтеграцію наступних апаратних та програмних модулів:

- програмне забезпечення технології (програмний код, який було розроблено на мові програмування C++);
- мікроконтролер із спеціалізованим ПЗ;
- запам'ятовувач для зберігання ПЗ технології, вимірювальної інформації і результатів її оброблення, інформації щодо рельєфу поточної місцевості;
- інтерфейс підключення, який здатен підтримувати навігаційний приймач (наприклад USB, RS-232, Ethernet, Bluetooth, та ін.);
- інтерфейс підключення до бази даних, що містить інформацію трьохвимірної карти місцевості;
- операційна система;

До ПЗ технології увійшли наступні програмні модулі:

- отримання вимірювань кодових відстаней та доплерівського зсуву частоти, бортові ефемериди;
- визначення координат об'єкта за кодовими відстанями;
- визначення швидкості об'єкта за доплерівським зсувом частоти;
- побудова поверхні руху об'єкта;
- уточнення координат об'єкта за допомогою додаткової поверхні місцеположення;
- уточнення швидкості об'єкта за допомогою додаткової умови положення вектору швидкості.

Навігаційний приймач забезпечує інформацію щодо кодових вимірювань на частоті L1, вимірювань доплерівського зсуву частоти та бортових ефемерид навігаційних супутників.

База даних містить інформацію щодо трьохвимірної карти місцевості та має процедури отримання інформації рельєфу місцевості (матриці висот) для потрібної ділянки місцевості.

2.1.5 Опис застосування технології

Обов'язковими умовами застосування технології є:

- наявність описаних у п. 2.1.4 програмних та апаратних засобів;
- забезпечення прийому навігаційним приймачем сигналів ГНСС;
- встановлення зв'язку компонентів технології згідно до їх правил комунікації;
- відповідність поставленого користувачем завдання функціональності технології;

Після виконання обов'язкових умов та включення усіх компонентів технологічний процес виконується в автоматичному режимі.

Технологічний процес, структуру якого можливо побачити на рис. 2.2, розпочинається з отримання вимірювальної інформації від ГНСС-приймача: кодові вимірювання на частоті L1, вимірювання доплерівського зсуву частоти та інформація бортових ефемерид навігаційних супутників.

Отримана навігаційна інформація потрапляє до програмного блоку визначення координат об'єкта за кодовими відстанями. Даний блок призначено для встановлення приблизних координат місцеположення. Під час функціонування приблизні координати встановлюються рівними координатам у попередній момент часу, а у перший момент часу (початок роботи або після значної перерви у визначенні місцеположення) приблизні координати обчислюються через вирішення навігаційної задачі за кодовими відстанями. Якщо наявною є інформація від чотирьох або більшої кількості супутників, тоді обчислюються координати об'єкта, які передаються далі до програмного блоку визначення швидкості об'єкта за доплерівським зсувом частоти. У випадку, коли не вдається обчислити координати об'єкта, технологічний процес автоматично розпочинається з початку.

У блоці визначення швидкості вирішується навігаційна задача та обчислюється швидкість об'єкта.

Далі інформація про визначені координати та швидкість об'єкта потрапляє до програмного блоку обміну інформацією з базою даних тривимірної карти місцевості. В цьому блоку встановлюється з'єднання з базою даних та формується запит, який містить поточні координати та швидкість об'єкта. База даних приймає запит, робить його аналіз й виконує відповідну процедуру формування потрібної інформації.

ції для потрібної ділянки місцевості. Отримана від бази даних інформація зберігається у запам'ятовувачі та використовується протягом часу, поки об'єкт знаходиться у відповідній місцевості. Коли об'єкт покидає межі поточної ділянки, блок інтерфейсу з базою даних формує новий запит до бази даних щодо інформації нової ділянки місцевості.

Після отримання відповіді від бази даних, інформація щодо рельєфу поточної ділянки місцевості потрапляє до блоку побудови поверхні руху об'єкта. Алгоритм побудови апроксимуючої функції для дорожнього полотна за даними трьохвимірних карт приведено у п. 2.2.3.

Інформація апроксимуючої функції подається до блоку уточнення координат об'єкта за допомогою додаткової поверхні місцеположення. Після уточнення координати поступають до блоку уточнення швидкості об'єкта за допомогою додаткової умови положення вектору швидкості. Алгоритми уточнення координат та швидкості приведені у п. 2.2.4. На цьому ланцюг технології закінчується, й уточнені координати та швидкість об'єкта передаються до наступного моменту визначення місцеположення – у блок визначення координат за кодovими відстанями.

2.2 Алгоритми і дослідницьке програмне забезпечення визначення параметрів руху транспортних засобів з використанням сигналів гнсс, трьохвимірних карт місцевості та мобільного зв'язку

2.2.1 Аналіз джерел і складових похибок побудови трьохвимірних карт місцевості

2.2.1.1 Трьохвимірні ЕКМ містять в собі багато видів інформації, які поділяються на шари. Шари електронних карт складаються з даних про об'єкти однієї категорії: рельєф місцевості, вулиці, будівлі, прокладені комунікації, рослини, дороги, тощо.

Для задачі визначення параметрів руху наземних транспортних засобів актуальними є шари з даними про рельєф місцевості або дороги. Дані цих двох шарів формуються на основі цифрової моделі рельєфу (ЦМР).

Існують декілька основних джерел надходження просторових даних, які використовуються для створення ЦМР, а саме: дистанційне зондування Землі (ДЗЗ), польові вимірювання, аерофотографічна зйомка (АФЗ), лідарна зйомка та ін.

Найбільш точними технологіями, що застосовуються при побудові ЦМР, є польові вимірювання, АФЗ та лідарна зйомка. Найкращі результати дають комбіновані технології, що об'єднують дані з різних джерел.

Дані польових вимірювань отримують шляхом проведення геодезичної зйомки. Саме геодезична зйомка дає найбільш точні дані про рельєф місцевості, але через велику трудомісткість їх отримання ці дані є дуже розрідженими.

АФЗ із висоти 1000 м дозволяє отримувати зображення з роздільністю до 5 см. А роздільність у 15-20 см є абсолютно доступною для сучасних аерозйомочних систем (Vexcel UltrCam, Leica ADS, DiMAC і ін.). З допомогою аналітичної фототриангуляції при наявності 20-40 опорних точок можна отримати точність визначення координат 10 см.

В багатьох країнах застосовується лідарна зйомка, яка дає змогу створювати ЦМР достатньо швидко і з високою точністю. В світі працюють близько 140 лідарних систем (Optech, Leica, TopEye) [58].

2.2.1.2 На точність створення ЦМР впливають багато факторів. Серед найбільш значущих можна виділити наступні:

- апаратурні похибки вимірювань;
- похибки координат опорних точок, до яких здійснюється прив'язка побудованого рельєфу (опорними точками є об'єкти з відомими координатами, для польових вимірювань це пункти геодезичної мережі та базові станції глобальної навігаційної супутникової системи (ГНСС));
- похибки координат оптичної системи та її орієнтації;

- похибки часової синхронізації вимірювальної апаратури і апаратури визначення її місцеположення та орієнтації;
- похибки, обумовлені впливом тропосфери та іоносфери;
- сезонні зміни (наявність листяного покриву, снігу тощо);
- методичні похибки оброблення вимірювальної інформації тощо.

В табл. 2.1 представлені точності створення ЦМР, які забезпечуються різними компаніями [59-64].

Таблиця 2.1 – Точності створення ЦМР, які забезпечують різні компанії

№	Назва фірми, країна	Точність у плані (м)	Точність по висоті (м)
1.	Aerometrex, Австралія	0,02-0,04	0,05- 0,1
2.	Vexcel Imaging, США	0,1	0,15
3.	Intermap Technologies, США	1	1
4.	Геокосмос, Росія	0,4	0,15
5.	Совзонд, Росія	1	2
6.	Візіком, Україна	5	3-5

Як видно із табл. 2.1, реально досяжна точність створення ЦМР у плані складає 10–40 см, а по висоті – 15 см. Саме ці характеристики ЦМР використовувалися при оцінці ефективності залучення трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху за сигналами супутникових навігаційних систем.

В той же час максимально досягнута точність створення ЦМР у плані становить 2 см, а по висоті — 5 см.

2.2.2 Аналіз джерел і складових похибок побудови трьохвимірних карт місцевості

2.2.2.1 Технологія використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем

розрахована для визначення місцеположення об'єкта, який рухається в межах можливих для руху ділянок: як дорожнє полотно та дорожні інфраструктурні об'єкти (тунель, багатоповерхові дорожні розв'язки та ін.), так й

можлива для руху місцевість, не вкрита асфальтом (грунтові дороги, рівнинна місцевість). Відповідно до даної технології, до навігаційних кодових вимірювань, які визначають відстань між супутником й об'єктом, додається додаткова відстань місцеположення від центру Земної кулі, яка не є константою й залежить від місцезнаходження об'єкта. Таким чином виникає задача побудови функції відстані об'єкта від центру Земної кулі в залежності від його місцеположення, яка представляє собою функцію поверхні (рельєфу) місцевості.

Функція поверхні місцевості будується на підставі цифрової моделі місцевості, яка представлена у цифрових трьохвимірних картах місцевості.

2.2.2.2 Формати векторних карт єдиного стандарту не мають.

Для трьохвимірних електронних карт найбільш популярним є формати GDF, MID/MIF, SXF, DXF, SHP. Дані формати є зрозумілими і використовуються більшістю програмних продуктів, призначених для роботи з ГІС.

Формати SXF і SHP мають, як двійкову, так і текстову форму представлення ЦМР. Точність представлення даних рельєфу місцевості у двійковій формі в цих форматах визначається як double (з подвійною точністю) [65, 66].

Для задачі визначення параметрів руху наземних об'єктів в якості вихідних даних можуть бути використані електронні карти, представлені у кожному з вказаних форматів. Але набори даних, представлені у форматах, крім шару з ЦМР, містять багато інших шарів даних і є надмірними. З урахуванням цього передбачено перетворення даних з форматів електронних карт у внутрішній формат даних, створеного дослідницького програмного забезпечення.

2.2.2.3 У якості прикладу розглянемо формат електронної карти SXF.

Формат SXF має двійкову та текстову форму. У двійковому представленні формату дані метрики і семантики одного об'єкту розміщені в одному записі. Семантичні дані можуть бути представлені як в двійковому, так і в символному вигляді.

Перевагами формату SXF є розміщення даних в одному файлі, що зменшує

час на операції з даними. Вся інформація по кожному об'єкту зберігається в окремому записі; що забезпечує коректну обробку при втраті даних.

Формат SXF складається з паспортних даних та секції записів даних (дескриптор, заголовок даних, метрика та семантика об'єктів) і має структуру, яка приведена на (рис. 2.3).

В паспортних даних вказуються ідентифікатор файлу, редакція формату, дата створення набору даних, масштаб листа, признаки представлення метрики об'єктів в умовній чи реальній системі координат (СК), одиниці вимірювання, точності координат, математична модель (вид еліпсоїду, система висот), СК, одиниці вимірювань в плані, довідкові дані про вихідний матеріал, висота розрізу рельєфу та ін.

Секція запису даних в форматі SXF починається з дескриптора даних. В дескрипторі містяться: ідентифікатор даних, довжина запису, число записів даних, відповідність проекції, СК для метрики (умовна чи реальна) та ін.

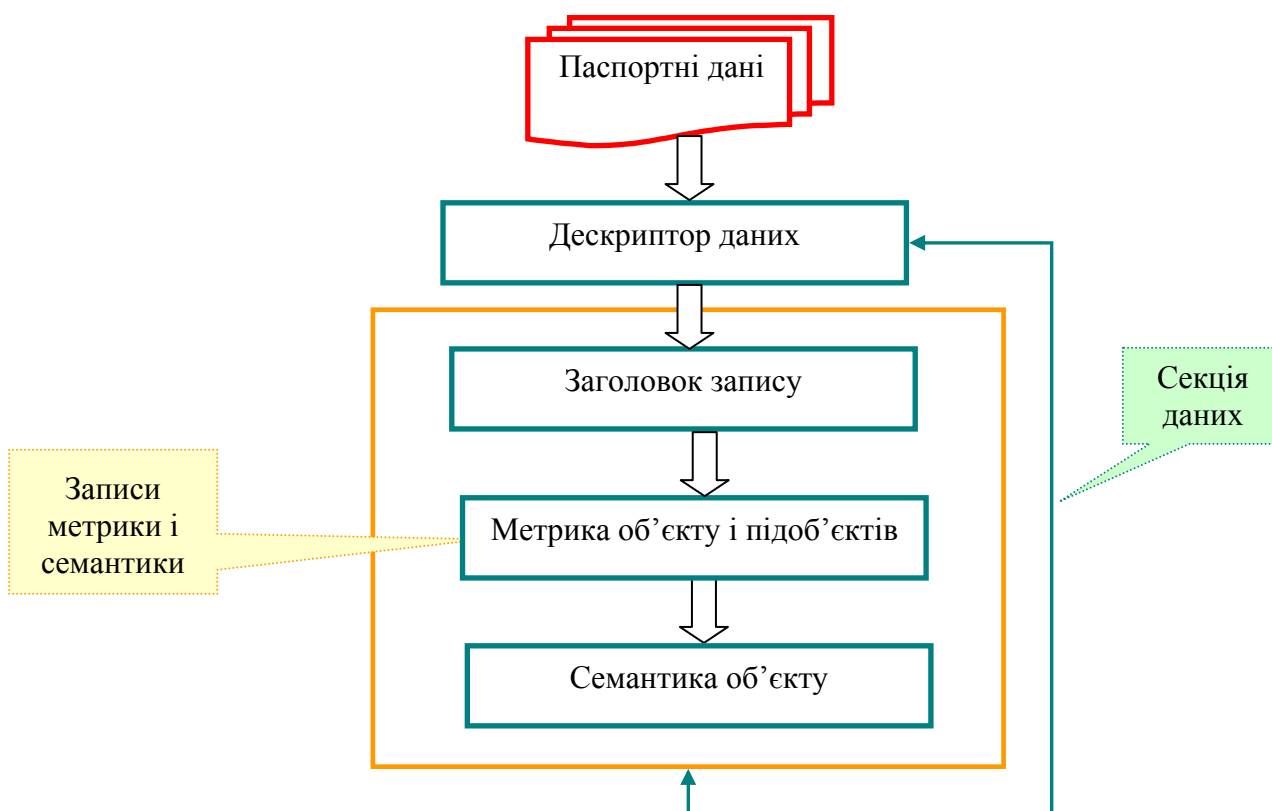


Рисунок 2.3 – Структура формату SXF у двійковому представленні

В заголовку запису вказується ідентифікатор початку запису, загальна довжина запису, довжина метрики, класифікаційний код, власний унікальний номер об'єкту та ін.

Метрика об'єкту представляє собою послідовно записані координати точок контура об'єкту або координати точки прив'язки для об'єктів, які не мають оцифрованого контуру. Координати об'єктів мають тип float або double.

Метрика об'єкту може бути представлена в реальній СК на місцевості. Як правило, об'єкти електронної карти повинні бути описані в класифікаторі карти. В опису об'єкту вказується зовнішній код об'єкту, шар, умовний знак та інші параметри. При побудові трьохвимірної моделі місцевості по векторній карті опис об'єкту доповнюється вектором прив'язки трьохвимірної моделі об'єкту.

Трьохвимірна модель об'єкту зберігається в бібліотеці трьохвимірних зображень і має просторову трьохвимірну прив'язку відносно першої точки метрики об'єкту – зміщення і поворот. Параметри прив'язки, ім'я бібліотеки і ідентифікатор моделі зберігаються в записі вектора прив'язки [67].

2.2.3 Розгляд варіантів побудови апроксимуючої функції для дорожнього полотна

Побудова функції поверхні руху об'єкта здійснюється на підставі цифрової карти місцевості, яка містить інформацію щодо трьох просторових координат деяких дискретних опорних точок місцевості. Таким чином, для побудови функції поверхні місцевості, необхідно вибрати аналітичну модель рельєфу місцевості і виконати просторову апроксимацію з використанням відомих точок. У випадку даної технології, для досягнення мети підвищення точності визначення місцеположення, необхідно користуватися такими цифровими картами, де координата висоти має достатню точність і тоді функція поверхні буде найбільш правдоподібною у результаті побудови просторової інтерполяції.

В загальному випадку поверхня місцевості представляє собою функцію двох аргументів $Z = f(X, Y)$, задану в деяких точках простору. Задача інтерполяції є в тому, щоб побудувати по відомих дискретних точках функцію для всього простору, тобто задати алгоритм обчислення функції $f(X, Y)$ в будь-якій точці з координатами X та Y . У зв'язку з неможливістю побудови поверхні місцевості для всієї Земної кулі, для просторової інтерполяції поверхонь із регулярним розташуванням опорних точок, як правило, використовують кусково-поліноміальну й сплайнову інтерполяцію із застосуванням кубічних поліномів. У випадку нерегулярної схеми розташування опорних точок використовується кусково-поліноміальна інтерполяція із застосуванням ортогональних та не ортогональних поліномів, рядів Фур'є, аналітичної сплайн-інтерполяції (з використанням D-сплайнів), ковзне зважене середнє та деякі інші методи.

Відповідно до даної технології, ймовірна місцевість руху об'єкта представляє місцевість, яка представлена регулярним набором точок внутрішнього формату представлення цифрової моделі місцевості. Тому для побудови аналітичної функції поверхні у даній технології використано сплайн інтерполяцію кубічним поліномом, яка забезпечує наступні характеристики функції поверхні:

- функція поверхні повинна бути гладкою функцією;
- висока точність описання реальної місцевості функцією поверхні;
- невеликі затрати часу на побудову функції поверхні.

У випадку побудови кубічної інтерполяції для функції двох аргументів, значення якої задані на двовимірній регулярній сітці, застосовується бікубічна інтерполяція. При бікубічній інтерполяції значення функції в потрібній точці обчислюється через її значення у 16 сусідніх точках.

2.2.4 Алгоритм побудови аналітичної функції для дорожнього полотна за даними трьохвимірних карт

Блок-схему алгоритму побудови аналітичної функції для дорожнього полотна за даними трьохвимірних карт зображено на рис. 2.4.

Вхідними даними алгоритму є інформація щодо рельєфу поточної ділянки місцевості, а саме інформація про три просторові координати для 16-тьох опорних точок, яку отримано від бази даних трьохвимірної карти місцевості. Формування інформації щодо координат опорних точок виконує програмний блок формування опорної інформації про рельєф місцевості. Блок-схему алгоритму формування цієї інформації зображено на рис. 2.5. Інформація про координати опорних точок отримується шляхом обробки інформації бази даних трьохвимірної карти місцевості. Інформація трьохвимірної карти місцевості поділена на блоки, кожний з яких містить інформацію про конкретну ділянку місцевості. Отже для отримання координат опорних точок спочатку необхідно визначити окремий блок інформації трьохвимірної карти місцевості. Він визначається на підставі координат приблизного місцеположення, які надаються з блоку визначення поточних координат та швидкості. Далі перевіряється, чи зберігається у пам'яті мікропроцесорного обчислювача потрібний блок інформації про рельєф поточної місцевості. У пам'яті мікропроцесорного обчислювача блоки інформації про рельєф місцевості зберігаються у формі структурованого набору, схема якого наведена на рис. 2.6. Блоки ідентифікуються координатами (x_i, y_i) лівого нижнього кута. У разі зміни поточної ділянки місцеположення та відсутності у пам'яті мікропроцесорного обчислювача потрібного блоку інформації, формується запит до бази даних інформації трьохвимірної карти місцевості. Параметрами запису є координати поточного приблизного місцеположення. Перед завантаженням у пам'ять потрібного блоку інформації виконується перебудова структури набору блоків інформації у відповідності до поточного місцеположення об'єкта. Приклад перебудови блоків інформації про рельєф місцевості зображено на рис. 2.7. Слід зауважити, що завантаження блоків інформації суміжної місцевості виконується лише у разі необхідності. Після визначення потрібного блоку інформації про рельєф місцевості, у межах цього блоку знаходиться найближча до поточного приблизного місцеположення точка трьохвимірної карти місцевості. Для цього розраховується відстань у горизонтальній площині (тобто відстань визначається лише по плановим координатам, без участі координати висоти), та серед них знаходиться найменша. Якщо найменших відстаней декілька, то береться перша з них.

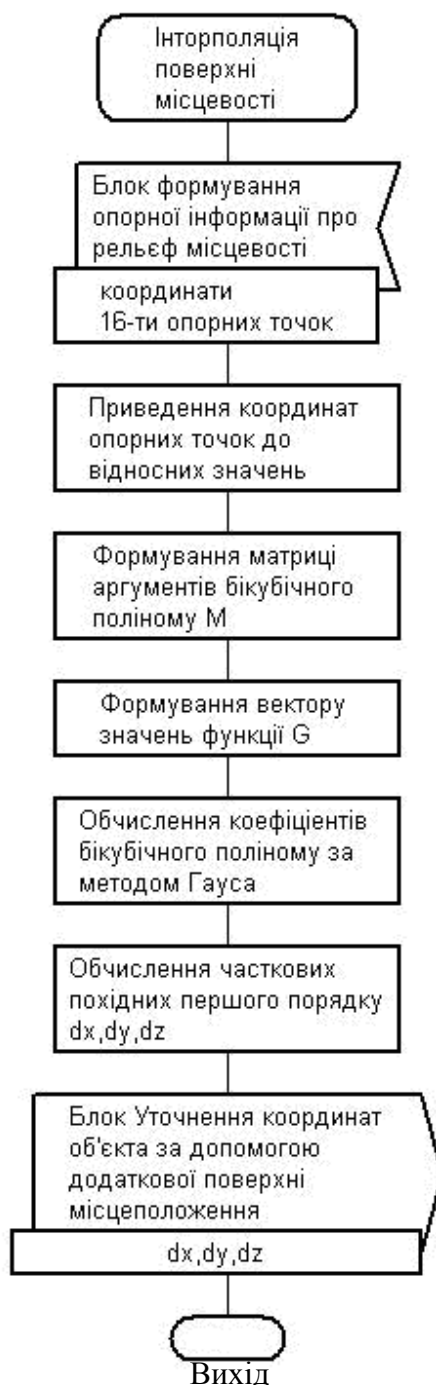


Рисунок 2.4 – Алгоритм побудови аналітичної функції для дорожнього полотна за даними трьохвимірних карт

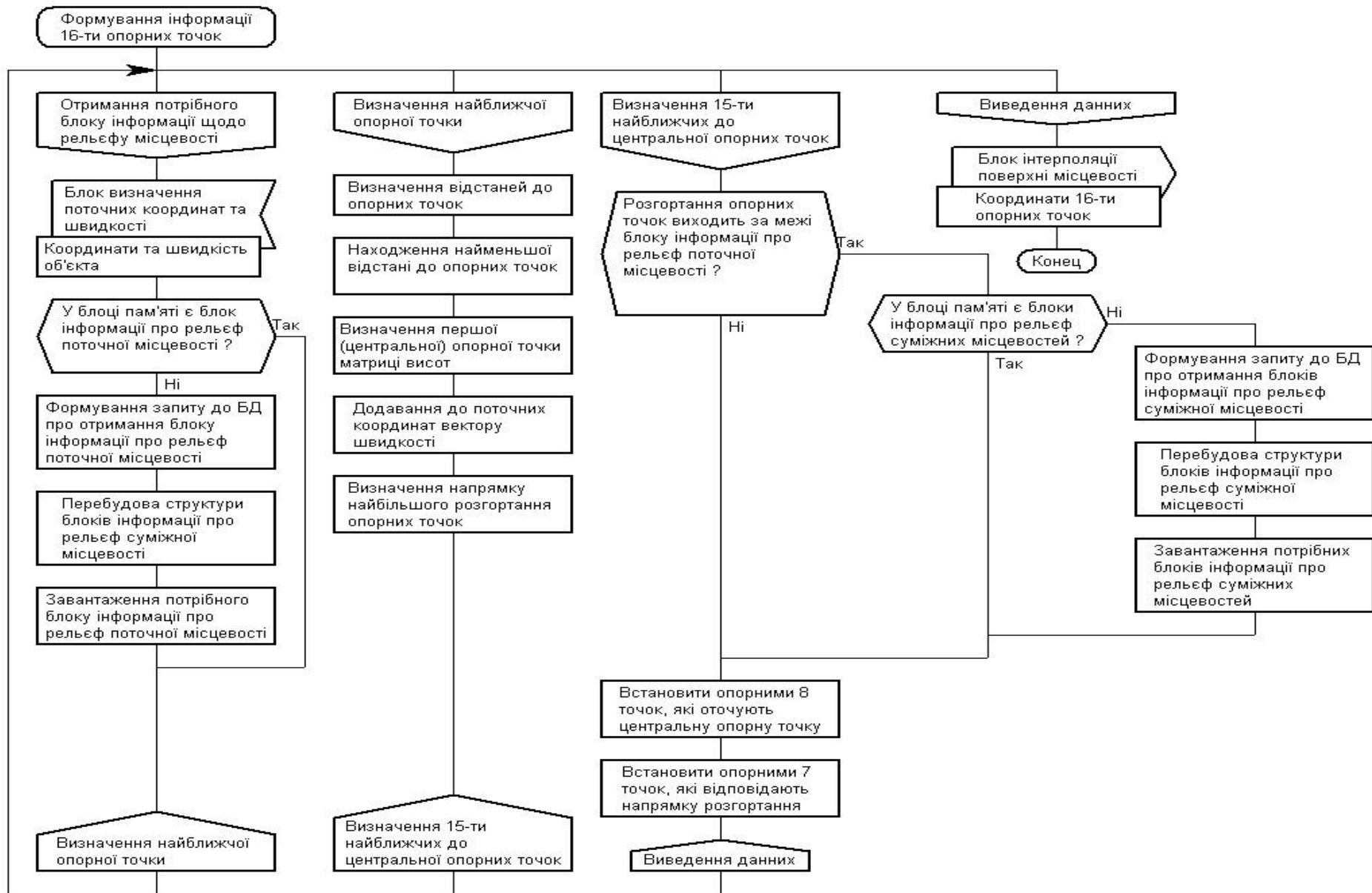


Рисунок 2.5 – Алгоритм формування інформації щодо рельєфу поточної ділянки місцевості

$x_{-1}y_1$	x_0y_1 ●	x_1y_1
$x_{-1}y_0$	x_0y_0	x_1y_0
$x_{-1}y_{-1}$	x_0y_{-1}	x_1y_{-1}

Рисунок 2.6 Схема збереження у пам'яті інформації про рельєф місцевості

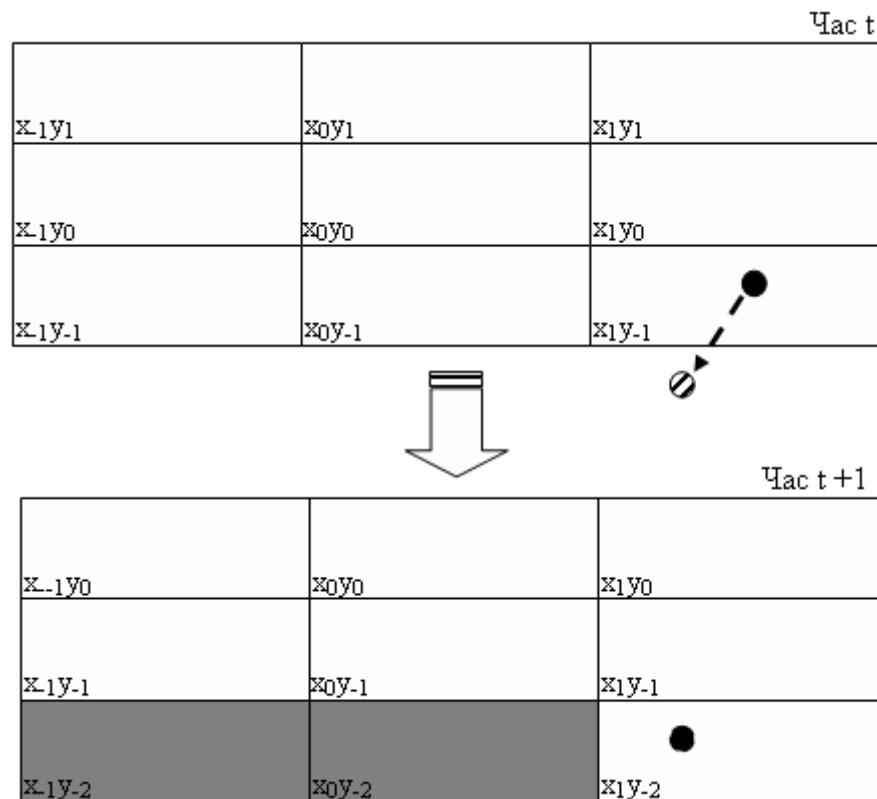


Рисунок 2.7 – Приклад роботи механізму перебудови у пам'яті блоків інформації про рельєф місцевості

Тож, першою (центральною) опорною точкою встановлюється точка, до якої відстань від поточного приблизного місцеположення об'єкта найменша. Далі до поточних приблизних координат місцеположення додається вектор швидкості об'єкта, який, крім значення швидкості, характеризує і напрямок руху. Інформація про швидкість та напрямок руху дозволяє визначити межі ділянки ймовірного знаходження об'єкта у наступний момент часу визначення його місцеположення. В межах цієї ділянки й визначаються опорні точки. Але спочатку визначається: чи ділянка ймовірного знаходження об'єкта у наступний момент часу виходить за межі блоку інфор-

мації про рельєф поточної місцевості? Якщо виходить за межі, то перевіряється наявність і, в разі необхідності, завантаження потрібних блоків інформації про рельєф суміжних місцевостей. Після цієї перевірки визначаються спочатку 8 опорних точок, які оточують центральну опорну точку, та 7 останніх опорних точок, які відповідають напрямку руху об'єкта. Схема послідовності визначення опорних точок наведена на рис. 2.8.

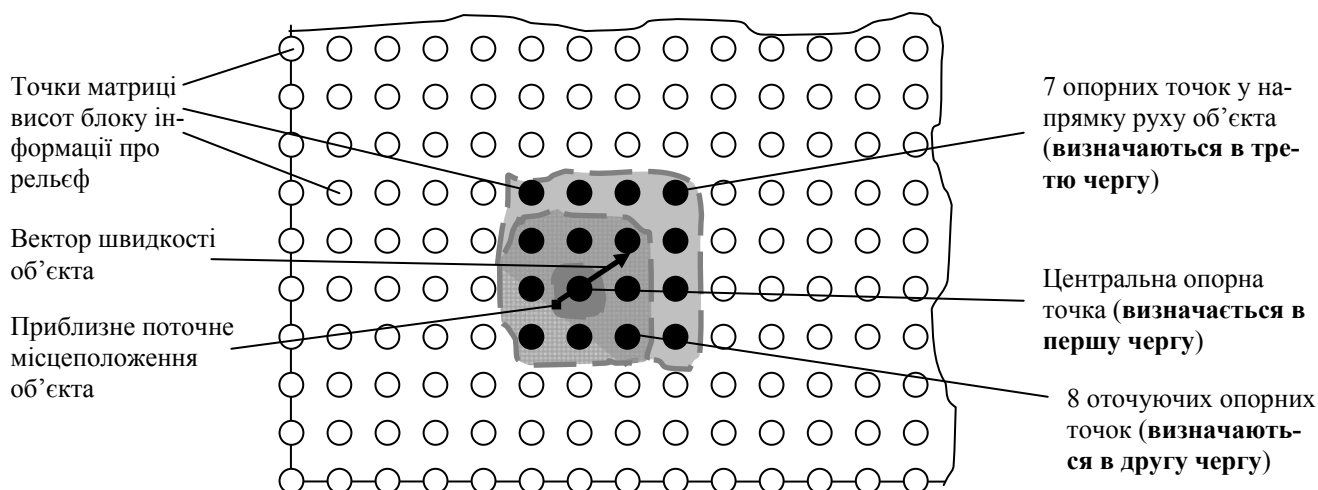


Рисунок 2.8 – Схема послідовності визначення опорних точок

Координати 16-ти опорних точок передаються до блоку інтерполяції поверхні місцевості.

У блоці інтерполяції поверхні місцевості для 16-ти опорних точок відповідно до механізму бікубічної інтерполяції виконується приведення координат до відносних значень. Бікубічний поліном має наступний вигляд:

$$z = f(x, y) = \sum_{i=0}^3 \sum_{j=0}^3 a_{ij} * x^i * y^j,$$

де x та y є плановими координатами точок поверхні місцевості, а a є коефіцієнтами бікубічного поліному. Для знаходження коефіцієнтів поліному формується матриця M розміру $[16 \times 16]$, рядки якої мають наступний вигляд:

$$\left| 1, y_k, y_k^2, y_k^3, x_k, x_k y_k, x_k y_k^2, x_k y_k^3, x_k^2, x_k^2 y_k, x_k^2 y_k^2, x_k^2 y_k^3, x_k^3, x_k^3 y_k, x_k^3 y_k^2, x_k^3 y_k^3 \right|$$

де x_k та y_k приймають значення планових координат відповідної k -ої опорної точки; відповідно до матриці M формується вектор значень функції G :

$$G = \begin{pmatrix} Z(x_1, y_1) \\ Z(x_2, y_2) \\ \dots \\ Z(x_{16}, y_{16}) \end{pmatrix}.$$

Таким чином, бікубічний поліном для відомих опорних точок можливо представити у вигляді системи лінійних алгебраїчних рівнянь, яка у матричній формі виглядає наступним чином:

$$G = M * a,$$

звідки коефіцієнти поліному знаходяться вирішенням за методом Гауса. Визначені коефіцієнти поліному використовуються для визначення часткових похідних:

$$\begin{aligned} \frac{df(x, y)}{dx} &= \sum_{i=1}^3 \sum_{j=0}^3 a_{ij} * i * x^{i-1} * y^j, \\ \frac{df(x, y)}{dy} &= \sum_{i=0}^3 \sum_{j=1}^3 a_{ij} * j * x^i * y^{j-1}, \\ \frac{df(x, y)}{dz} &= -1, \end{aligned}$$

де x та y є координатами поточного приблизного місцеположення об'єкта. Значення часткових похідних $\partial x, \partial y, \partial z$ передаються до блоку уточнення координат об'єкта за допомогою додаткової поверхні місцеположення.

2.2.5 Алгоритм визначення параметрів руху транспортних засобів за результатами сумісної обробки кодової вимірювальної інформації ГНСС, трьохвимірних карт місцевості та мобільного зв'язку

Розглянемо за кроками алгоритм визначення параметрів руху транспортних засобів за результатами сумісної обробки кодової вимірювальної інформації ГНСС і трьохвимірних карт місцевості.

Крок 1. Для здійснення способу необхідно від ГНСС-приймача отримати вимірювання кодових відстаней та доплерівського зсуву частоти.

Крок 2. Якщо це перший момент визначення координат транспортного засобу та в моменти, які є першими після суттєвої перерви навігаційних спостережень, що вона може бути викликана перешкоджаючими умовами довкілля (будівлі, густа висока рослинність, активні радіоперешкоди та ін.), приблизні координати місцеположення обчислюються з використанням кодових ГНСС-вимірювань, отриманих від ГНСС-приймача, без додаткових умов (виконується розв'язання системи рівнянь, які приведені у формулі (2.1), за умови спостереження чотирьох або більше навігаційних супутників.). У інші моменти приблизні координати встановлюються рівними координатам, отриманим в попередній момент часу на кроці 5.

$$\rho_j = \sqrt{(x_j - x_u)^2 + (y_j - y_u)^2 + (z_j - z_u)^2} + c\Delta t_u, \quad j = 1 \dots N \quad (2.1)$$

де N – кількість навігаційних супутників, які беруться для вирішення задачі, (x_j, y_j, z_j) – координати супутника, (x_u, y_u, z_u) – координати приймача, Δt – різниця шкали часу годинника приймача та системного часу GPS, c – швидкість світла.

Крок 3. За формулою (2.2), з використанням вимірів доплерівського зсуву частоти Dl_j обчислюється вектор швидкості \vec{V}_u .

$$\begin{aligned}
 -Dl_j * \lambda_1 + C * V_j &= C * V_u, \quad \text{де} \\
 j &= 1 \dots N, \\
 C &= \left(\frac{x_u - x_j}{R}, \frac{y_u - y_j}{R}, \frac{z_u - z_j}{R} \right), \\
 R &= \sqrt{(x_j - x_u)^2 + (y_j - y_u)^2 + (z_j - z_u)^2},
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

де λ_1 – довжина несучої хвилі на частоті L1, яка становить 0.19 м, $\vec{V}_j = (V_{xj}, V_{yj}, V_{zj})$

– вектор швидкості j -го навігаційного супутника.

Крок 4. Із бази даних трьохвимірної карти місцевості залучається інформація про рельєф місцевості приблизного місцеположення транспортного засобу (x_u, y_u, z_u) , а також використовується вектор швидкості $\vec{V} = (V_{x_u}, V_{y_u}, V_{z_u})$, який було обчислено на кроці 3. Встановлюється прогнозна область F місцеположення автомобіля у поточний момент часу:

$$F = D[(x_u, y_u, z_u, \vec{V})], \tag{2.3}$$

де $D[\vec{x}, \vec{V}]$ – оператор визначення прогносної області місцеположення у точці \vec{x} , напрямку вектору швидкості \vec{V} . Оператор $D[\vec{x}, \vec{V}]$ розподіляється на операцію перетворення формату представлення трьохвимірної карти до внутрішнього формату представлення блоків інформації про рельєф місцевості та операцію визначення 16-ти опорних точок. Операція перетворення до внутрішнього формату залежить від типу представлення інформації трьохвимірної карти і може відрізнятися для кожного типу карти, що використовується для розв'язання навігаційної задачі. А операція визначення опорних точок описана у п. 2.2.3 й являє собою операцію по визначенню необхідної кількості точок, які належать до області F і необхідні для інтерполяції функції поверхні руху транспортного засобу, причому область F не є симетричною відносно приблизного місцеположення, а поширюється від приблизного місцеположення у напрямку вектору швидкості \vec{V} .

Далі шляхом інтерполяції точок трьохвимірної карти, які входять до області F , будується поверхня прогнозованого місцеположення $f(x, y, z)$.

Крок 5. Додаємо рівняння поверхні прогнозованого місцеположення до системи рівнянь (2.1), і знаходимо уточнені координати місцеположення транспортного засобу шляхом розв'язання наступної системи рівнянь :

$$\begin{cases} \rho_j = \sqrt{(x_j - x_u)^2 + (y_j - y_u)^2 + (z_j - z_u)^2} + c\Delta t_u, \\ j = 1 \dots N, N \geq 4 \\ f(x_u, y_u, z_u) = 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

Розв'язання системи рівнянь (2.4) виконується за алгоритмом рішення навігаційної задачі з надлишковими вимірюваннями – методом найменших квадратів, причому матриця напрямних косинусів H має наступний вигляд:

$$H = \begin{vmatrix} \frac{x_{k-1} - x^1}{r_1} & \frac{y_{k-1} - y^1}{r_1} & \frac{z_{k-1} - z^1}{r_1} & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{x_{k-1} - x^N}{r_N} & \frac{y_{k-1} - y^N}{r_N} & \frac{z_{k-1} - z^N}{r_N} & 1 \\ \frac{\partial f(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1})}{\partial x} & \frac{\partial f(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1})}{\partial y} & \frac{\partial f(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1})}{\partial z} & 0 \end{vmatrix}, \quad (2.5)$$

$$r_i = \sqrt{(x_{k-1} - x^i)^2 + (y_{k-1} - y^i)^2 + (z_{k-1} - z^i)^2},$$

де $(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1})$ – рішення на ітерації $k - 1$ ((x_0, y_0, z_0) – опорні приблизні координати), (x^i, y^i, z^i) – координати i -го навігаційного супутника. Кореляційна матриця $[N + 1, N + 1]$ шумів навігаційних вимірювань W містить у собі дисперсії похибки вимірювань псевдовідстані $\sigma_{\rho_i}^2$ та похибки визначення поверхні руху σ_h^2 , та у випадку, якщо похибки навігаційних вимірювань не мають кореляції між собою, має наступний вигляд:

$$W = \begin{vmatrix} \sigma_{\rho_i}^2 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\rho_N}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_h^2 \end{vmatrix}, \quad (2.6)$$

Крок 6. Для уточнення швидкості об'єкта використовуємо додаткову інформацію. Із припущення, що транспортний засіб рухається суто по земній поверхні, припускаємо, що вектор швидкості знаходиться на площині, дотичній до поверхні руху у точці перебування транспортного засобу (x_0, y_0, z_0) . Додаткове рівняння у такому випадку буде мати наступний вигляд:

$$\frac{\partial f(x_0, y_0, z_0)}{\partial x} * V_x + \frac{\partial f(x_0, y_0, z_0)}{\partial y} * V_y + \frac{\partial f(x_0, y_0, z_0)}{\partial z} * V_z = 0 \quad (2.7)$$

2.2.6 Дослідницьке ПЗ визначення параметрів руху транспортних засобів за результатами сумісної обробки вимірювальної інформації ГНСС, трьохвимірних карт місцевості та мобільного зв'язку

2.2.6.1 В рамках розроблення технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем було створене дослідницьке програмне забезпечення. Призначення дослідницького програмного забезпечення:

- перевірка працездатності алгоритмів технології;
- теоретична оцінка ступеня підвищення точності визначення координат місцеположення;
- перевірка працездатності алгоритмів технології із використанням існуючої цифрової моделі місцевості та реальної навігаційної інформації;
- практична оцінка ступеня підвищення точності визначення координат місцеположення по реальних навігаційних вимірюваннях.

2.2.6.2 Вихідними даними дослідницького ПЗ є файл спостережень та навігаційний файл, обидва у форматі RINEX. Файл спостережень містить наступні виміри навігаційного приймача:

- кодові псевдовідстані C/A;
- фазові псевдовідстані несучої хвилі на частоті L1;
- доплерівські дані D1.

Навігаційний файл містить бортові ефемериди супутників GNSS GPS. До вихідних даних також належать параметри, які корегують роботу алгоритмів технології. До таких параметрів належать:

- дискретність епох вимірювань;
- епоха, з якої починається зчитування вимірювальної інформації;
- дискретність моментів зчитування вимірювальної інформації;
- дискретність моментів розрахунку параметрів руху.
- значення маски кута місця.

Результатами дослідницького ПЗ є:

- значення параметрів руху без використання додаткових умов;
- значення параметрів руху з використанням додаткових умов;
- кількісні показники зміни точності параметрів руху;
- кількісні показники зміни надійності визначення параметрів руху.

2.2.6.3 Програмне забезпечення дослідницького ПЗ розроблене у програмному середовищі MATLAB 7.9. Програмні модулі, що реалізують функції та алгоритми технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем, містяться у директорії з назвою «Макет БФА». Дослідницьке ПЗ має графічний інтерфейс користувача, який відображається через запуск на виконання файлу MFA.m і має первісний вигляд, зображений на рис. 2.9.

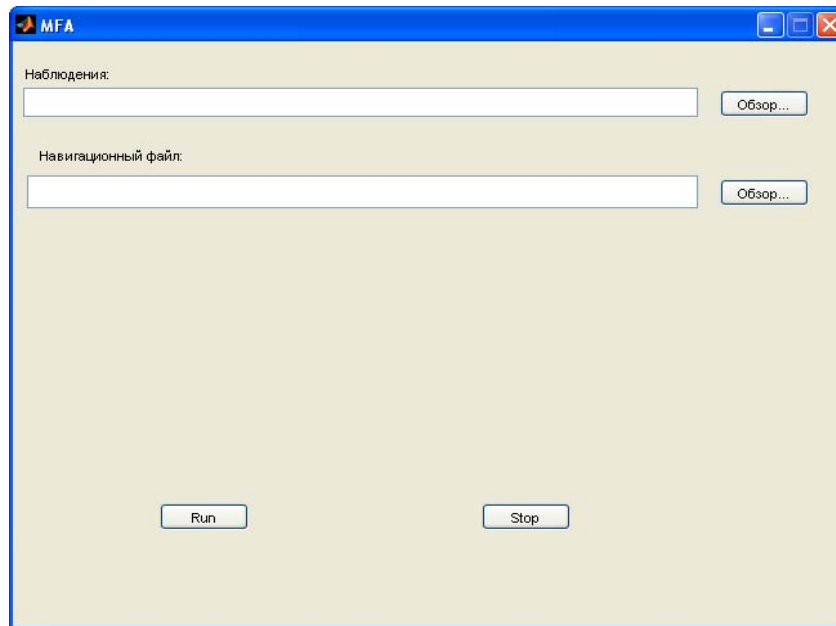


Рисунок 2.9 – Первісний вигляд графічного інтерфейсу користувача для дослідницького ПЗ

Із рис. 2.2 можна побачити, які логічні програмні структурні блоки утворюють програмне забезпечення технології. Дослідницьке ПЗ реалізує ці блоки наступним чином.

Координація роботи всіх програмних блоків виконується з блоку, код якого міститься у файлі Run.m.

Блок отримання вимірювань кодових відстаней, доплерівського зсуву частоти та бортових ефемерид створюють такі програмні модулі:

- зчитування файлу спостережень у форматі RINEX та формування відповідної структури навігаційних вимірювань (ReadRinexObs.m);
- зчитування навігаційного файлу в форматі RINEX та формування відповідної структури даних бортових ефемерид та параметрів іоносфери (ReadRinexNav.m).

Блок визначення координат об'єкта за кодовими відстанями створюють наступні програмні модулі:

- обчислення координат за кодовими вимірами у автономному режимі (Control.m);
- обчислення координат, швидкостей супутників за бортовими ефемеридами (CoordinatSV.m);

- обчислення поправок, що корегують обертання Землі, шкали часу супутників (R_dTsv_DeltaEarth.m);
- обчислення поправок, що корегують вплив іоносфери (IonDelay.m);
- обчислення поправок, що корегують вплив тропосфери (TropospherDelay_Model.m).

Блок визначення швидкості об'єкта за доплерівським зсувом частоти складається із програмного модуля обчислення швидкості за вимірами доплерівського зсуву частоти (Velocity.m).

Блок побудови поверхні руху об'єкта складається із наступних програмних модулів:

- інтерфейс комунікації до бази даних трьохвимірної поверхні місцевості (GetMatrixH.m);
- формування матриці аргументів бікубічного поліному (CoefCubic.m);
- формування часткових похідних функції поверхні (Proizvod.m);
- приведення координат до відносних значень, обчислення коефіцієнтів бікубічного поліному за методом Гауса, графічна візуалізація поверхні місцевості (BuildInterpolation.m).

Блок уточнення координат об'єкта за допомогою додаткової поверхні місцеположення складається із головного програмного модуля AddPoverhnost_interpol.m, який під час роботи підключає програмні модулі обчислення координат, швидкостей супутників за бортовими ефемеридами (CoordinatSV.m), обчислення поправок, що корегують обертання Землі, шкали часу супутників (R_dTsv_DeltaEarth.m), обчислення поправок, що корегують вплив іоносфери (IonDelay.m) та обчислення поправок, що корегують вплив тропосфери (TropospherDelay_Model.m).

Блок уточнення швидкості об'єкта за допомогою додаткової умови положення вектора швидкості із програмного модуля обчислення швидкості об'єкта з додаванням додаткової умови знаходження вектора швидкості на площині, дотичній до поверхні руху об'єкта у точці його поточного місцеположення.

Під час функціонування дослідницького програмного забезпечення на екран виводиться графічне зображення параметрів руху автомобіля, зокрема інформація

про його координати, компоненти та модуль вектора швидкості та абсолютне значення прискорення, надається інформація про кількість навігаційних супутників.

Результати обчислення навігаційної задачі оброблюються у програмному модулі AnalysisResult.m. Результатом обробки є графічна порівняльна інтерпретація оцінки підвищення точності та надійності технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем.

2.3 Експериментальне дослідження ефективності сумісного використання навігаційних вимірювань і трьохвимірних карт місцевості

2.3.1 Методика проведення експерименту

Об'єктом експерименту є алгоритми, які реалізують технологію використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем. Для перевірки алгоритмів технології було створене дослідницьке ПЗ, яке дозволяє перевірити логічну схему роботи алгоритмів технології, покроково спостерігати за виконанням та результатом кожної структурної операції, та отримати кількісну оцінку підвищення точності визначення координат місцеположення та швидкості об'єкта з використанням технології у порівнянні з автономним режимом визначення координат та швидкості об'єкта.

Розроблені алгоритми технології повинні забезпечити здійснення наступних функцій:

- визначення місцеположення об'єкта з використанням кодових ГНСС-вимірювань на частоті L1, інформації трьохвимірної карти місцевості;

- визначення швидкості рухомого об'єкта з використанням доплерівського зсуву частоти L1 та додатковою умовою знаходження вектору швидкості на площині, дотичній до поверхні руху об'єкта у точці його поточного місцеположення;

- оцінка точності визначення просторових координат та швидкості об'єкта із застосуванням трьохвимірних карт місцевості у порівнянні з автономним режимом навігації;

- оцінка підвищення надійності визначення просторових координат та швидкості об'єкта із застосуванням трьохвимірних карт місцевості у порівнянні з автономним режимом навігації.

Характеристикою точності визначення координат транспортного засобу є коваріаційна матриця K похибок Δx [59]:

$$K = E[\Delta x * \Delta x^T] = (H^T W^{-1} H)^{-1}, \quad (2.8)$$

Для розрахунку точності визначення координат транспортного засобу необхідно задати модель похибок навігаційних визначень – сформулювати елементи матриці W .

З аналізу існуючих трьохвимірних карт місцевості встановлено, що середня квадратична похибка визначення координат трьохвимірної карти становить 10 см. Відомо, що точність навігаційних супутникових вимірювань суттєво залежить від кута місця El_i навігаційного супутника. Для рішення задач реального часу досить часто залучають обернено пропорційну квадратичну модель, яка характеризується наступним типом величини дисперсії похибки вимірювання [69]:

$$\sigma_{\rho_i}^2(El_i) = \sigma_z^2 \left(\frac{1}{\sin El_i} \right)^2, \quad (2.9)$$

де σ_z^2 – значення дисперсії шуму вимірювань для зенітного супутника ($El = \pi/2$).

Тож у випадку, якщо похибки вимірювань псевдовідстаней не мають кореляції між собою, рівновеликі й зенітна квадратична похибка σ_z дорівнює 5 м, а похибка

визначення координат поверхні встановлює 0.1 м, то матриця W буде мати наступний вигляд:

$$W = \begin{pmatrix} \left(\frac{5}{\sin El_1}\right)^2 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \left(\frac{5}{\sin El_N}\right)^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 \end{pmatrix}. \quad (2.10)$$

Експеримент виконується у два етапи.

На першому етапі експерименту, для визначення впливу додаткової умови на точність рішення навігаційна задача розв'язується у двох варіантах: перший – без додаткових умов, другий – вирішення з додатковою умовою перебування статичного об'єкту на відомій висоті. Навігаційна задача вирішується із залученням різних угруповань навігаційних супутників: перше угруповання – супутники із кутом місця не меншим за 10 градусів, друге угруповання – супутники із кутом місця не меншим за 30 градусів. Використання таких угруповань супутників дозволяє промодельовувати перебування транспортного засобу у різній місцевості: у місцевості за межами великих міст (кут місця не менший за 10 градусів), та поміж великими будівлями (кут місця не менший за 30 градусів). Після обчислення навігаційної задачі з метою визначення впливу додаткової умови на точність рішення, експеримент переходить до другого етапу – для встановлення факту підвищення надійності визначення просторових координат та швидкості об'єкта.

Факт підвищення надійності визначення просторових координат та швидкості об'єкта із застосуванням трьохвимірних карт місцевості у порівнянні з автономним режимом навігації встановлюється наступним чином – додавання додаткової умови у вигляді рівняння поверхні місцеположення повинне покращити значення геометричного фактору та дозволити визначення трьох просторових координат об'єкта, використовуючи лише три навігаційних супутника замість чотирьох. Для цього при вирішенні навігаційної задачі використовується сузір'я супутників із кутом місця не меншим за 40°. У випадках, коли у сузір'ї більше 3 супутників, навігаційна задача

розв'язується у двох варіантах: перший – без додаткових умов, другий – вирішення з додатковою умовою перебування об'єкта на відомій висоті. У випадках, коли у сузір'ї супутників лише три супутника, навігаційна задача розв'язується лише з додаванням додаткової умови перебування об'єкта на відомій висоті.

Таким чином, експеримент виконується у два етапи, кожний з яких передбачає застосування однакових вихідних даних та однаковий режим функціонування дослідницького програмного забезпечення.

Кожний етап експерименту розпочинається через запуск на виконання файлу MFA.m і отримання на екрані графічного інтерфейсу користувача, первісний вигляд якого зображено на рис. 2.8.

Для вибору вихідних даних (файлів спостережень та навігаційного) необхідно натиснути на відповідну кнопку «Обзор...», після чого з'явиться стандартне діалогове вікно вибору файлу з відповідним фільтром його типу. Так, для файлу спостережень програмним забезпеченням дослідницького ПЗ встановлений фільтр «*.??o», а для навігаційного – відповідно «*.??n». Приклад стандартного діалогового вікна для вибору файлу спостережень наведено на рис. 2.10.

Після вибору потрібних вихідних файлів на графічному інтерфейсі користувача будуть відображені імена цих файлів разом з повним шляхом до них у файловій системі. Приклад вигляду інтерфейсу користувача наведено на рис. 2.11.

Після вибору вихідних даних для запуску функціонування дослідницького ПЗ потрібно натиснути кнопку «Run». ПЗ розпочне своє функціонування в режимі псевдореального часу. Із файлу спостережень буде зчитуватись із потрібним темпом вимірювальна інформація навігаційного приймача, в середовищі MATLAB у вікні «Command Window» буде відображатися інформація про поточний час у секундах тижня GPS. Також з'явиться вікно з графічним зображенням параметрів руху автомобіля, зокрема, інформація про його координати, компоненти та модуль вектора швидкості та абсолютне значення прискорення. Також буде надаватися інформація про кількість навігаційних супутників. Приклад цього графічного вікна приведений на рис. 2.12.

Кожний етап експерименту закінчується при натисненні на кнопку «Stop». В цей час вся інформація, яка була залучена та отримані дані про

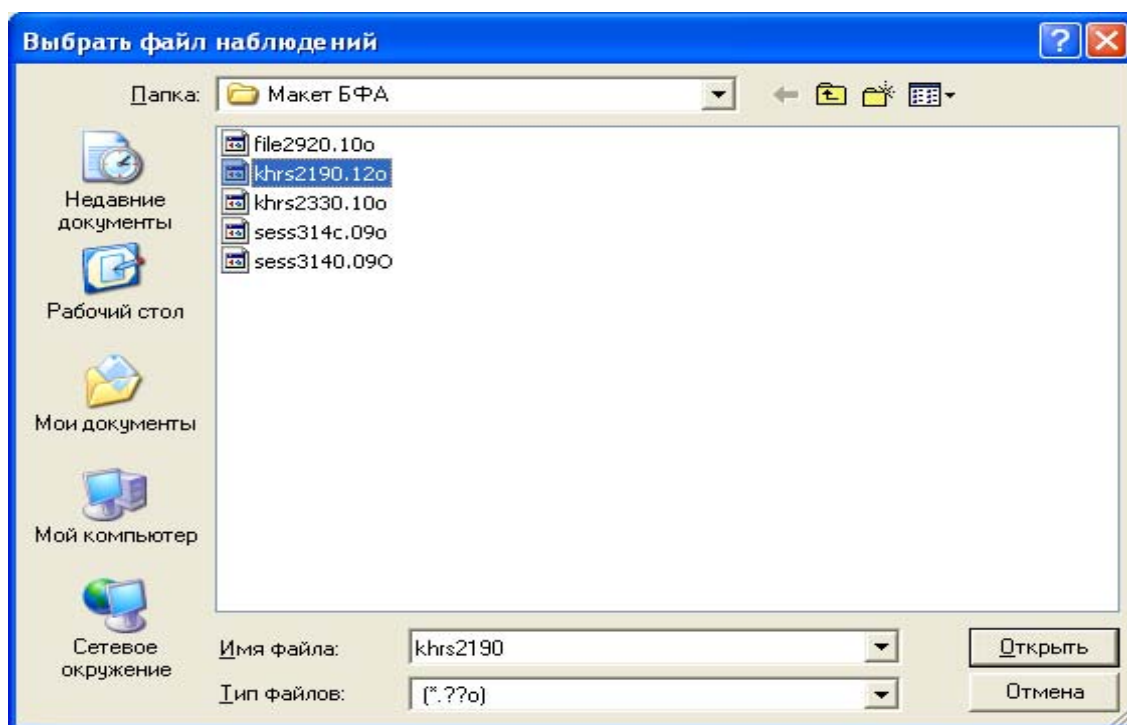


Рисунок 2.10 – Стандартне діалогове вікно відкриття/вибору файлу спостережень

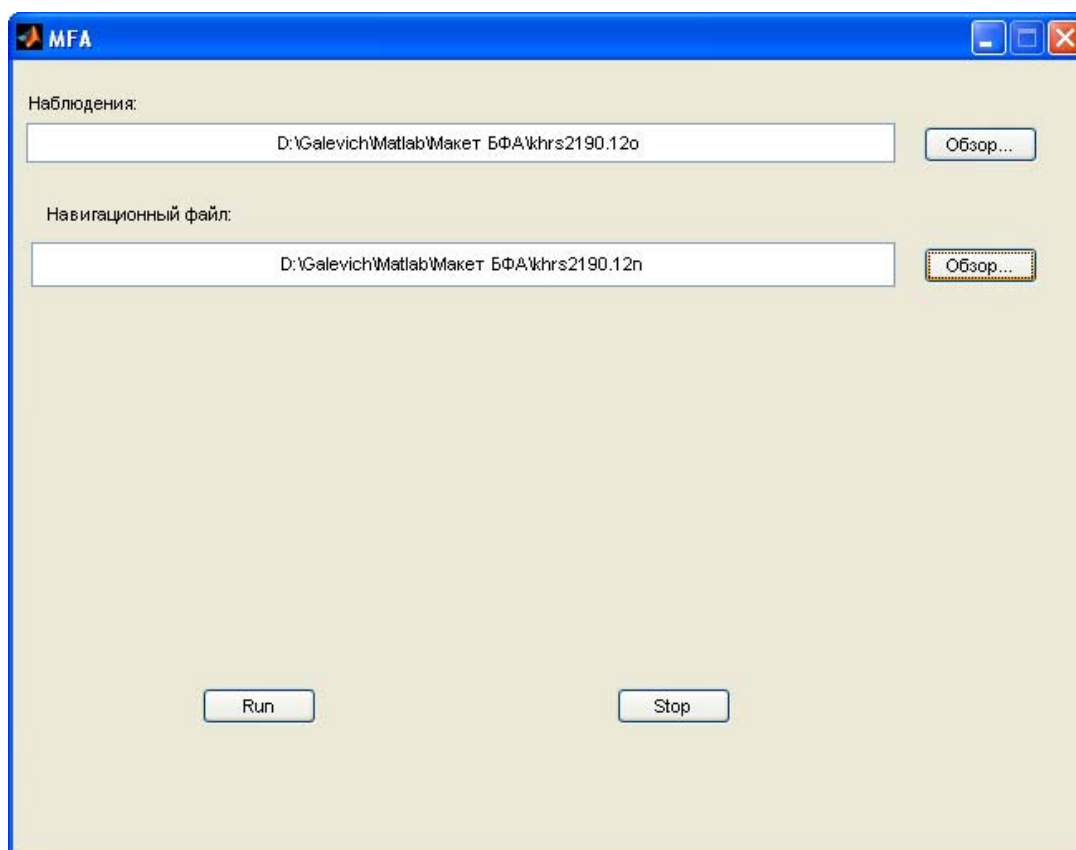


Рисунок 2.11 – Вигляд графічного інтерфейсу користувача після вибору вихідних файлів

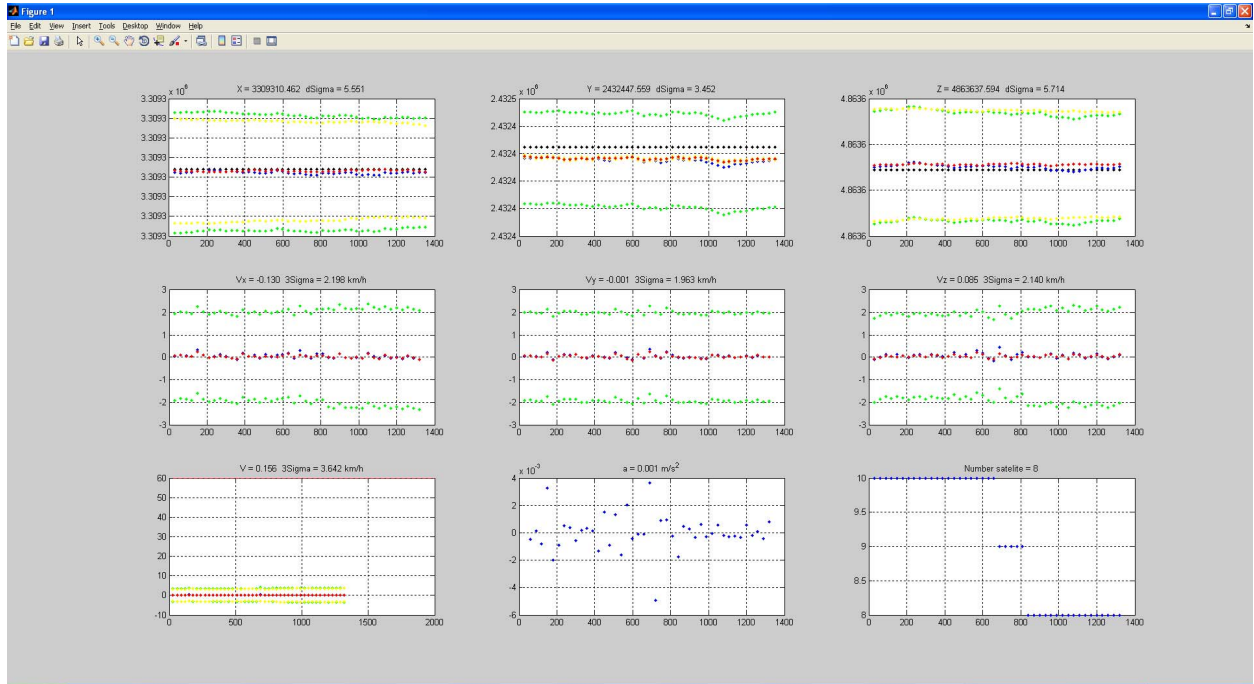


Рисунок 2.12 – Вигляд вікна графічної інтерпретації параметрів руху під час роботи макету БФА

параметри місцеположення об'єкта зберігається у файлі Temporary.mat. Цей файл є вихідною інформацією для програмного блоку оцінки точності та надійності технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем.

2.3.2 Вихідна інформація експерименту

Для проведення експерименту була залучена наступна інформація:

- файл спостережень khrs2190.12o;
- навігаційний файл khrs2190.12n;
- інформація цифрового рельєфу місцевості – висотні дані рельєфу планети SRTM-3 (Shuttle radar topographic mission).

2.3.3 Аналіз результатів експерименту

Експериментальна перевірка алгоритмів технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем та мобільного зв'язку, відповідно до Технічного завдання [70], проводилась з метою оцінки підвищення точності та надійності визначення просторових координат та швидкості об'єкта із застосуванням трьохвимірних карт місцевості у порівнянні з автономним режимом навігації. Испити виконувались згідно з методикою проведення експериментів, яка описана у пункті 2.3.1. Вихідна інформація експерименту описана у пункті 2.3.2.

Згідно з методикою проведення, експеримент виконувався у два етапи.

На першому етапі була проведена оцінка підвищення точності визначення просторових координат та швидкості об'єкта із застосуванням трьохвимірних карт місцевості у порівнянні з автономним режимом навігації.

В середовищі MATLAB було встановлено робочу директорію «Макет БФА». На виконання запустили програмний файл MFA.m. Вихідними даними були обрані файли спостережень й навігаційний: khrs2190.12o та khrs2190.12n. Графічний інтерфейс користувача на цьому етапі мав вигляд, зображений на рис. 2.10. Для параметрів функціонування дослідницького ПЗ були встановлені наступні значення:

- дискретність моментів зчитування вимірювальної інформації дорівнює 30 с;
- епоха, з якої починається зчитування вимірювальної інформації – перша епоха, для якої у файлі спостережень є виміри;
- дискретність моментів розрахунку параметрів руху дорівнює 30 с;
- значення маски кута місця 10 та 30 градусів.

Натисканням кнопки «Run» було розпочато автоматичне функціонування дослідницького ПЗ. Після закінчення обробки всієї вихідної інформації виконано запуск програмного модуля обробки обчислених параметрів місцеположення об'єкта.

Далі, на рис. 2.13 – 2.22 зображено результати обробки обчислених параметрів руху на предмет оцінки підвищення точності їх визначення із застосуванням трьохвимірних карт місцевості у порівнянні з автономним режимом навігації.

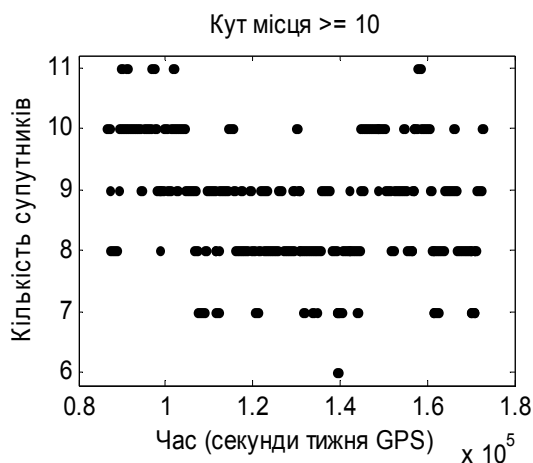


Рисунок 2.13 – Кількість супутників GPS, залучених до розв’язання навігаційної задачі

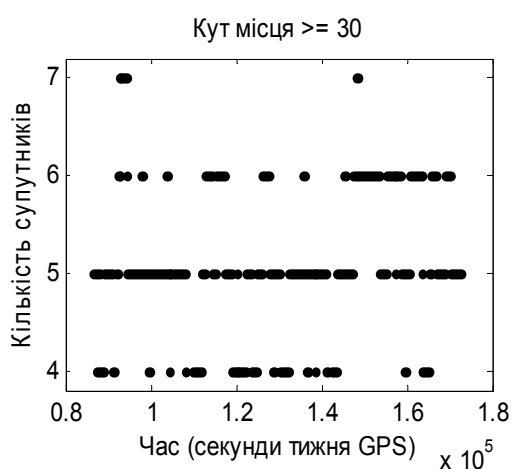


Рисунок 2.14 – Кількість супутників GPS, залучених до розв’язання навігаційної задачі

На рис. 2.15 та рис. 2.16 зображено точності (2σ) визначення горизонтальної складової Південь-Північ. Значення точності визначене за формулою (2.8). З рисунків видно, що точність визначення складової Південь – Північ у задачі із додатковою умовою вища, ніж у задачі без додаткової умови, що відображається у зниженні похибки визначення горизонтальної складової Південь – Північ у задачі із залученням додаткової умови.

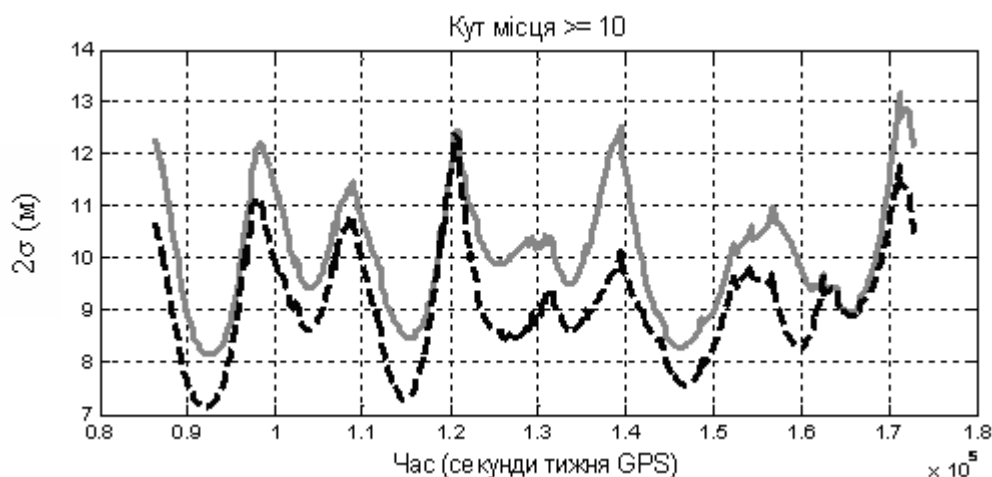


Рисунок 2.15 – Точність визначення горизонтальної складової Південь– Північ

— задача без додаткової умови
 - - - задача з додатковою умовою

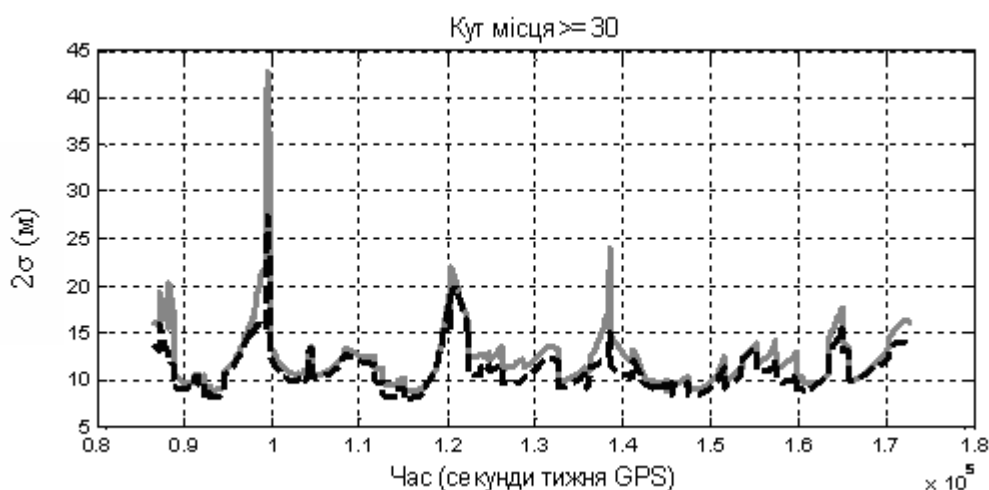


Рисунок 2.16 – Точність визначення горизонтальної складової Південь – Північ

— задача без додаткової умови
 - - - задача з додатковою умовою

На рис. 2.17 та рис. 2.18 зображено точності (2σ) визначення горизонтальної складової Захід–Схід. По рисунках бачимо, що точність визначення складової Захід–Схід у задачі із додатковою умовою майже така, як у задачі без додаткової умови, що відображається у схожості похибки визначення горизонтальної складової Захід – Схід у задачі із залученням додаткової умови. З рис. 2.18 помітно, що у задачі із угрупованням супутників, кут місця яких не менший за 30 градусів, у деякі проміжки часу точність задачі з додатковою умовою вища за точність задачі без додаткової умови, що відображається, як це помітно на рис. 2.20, у зниженні похибки визначення горизонтальної складової Захід–Схід.

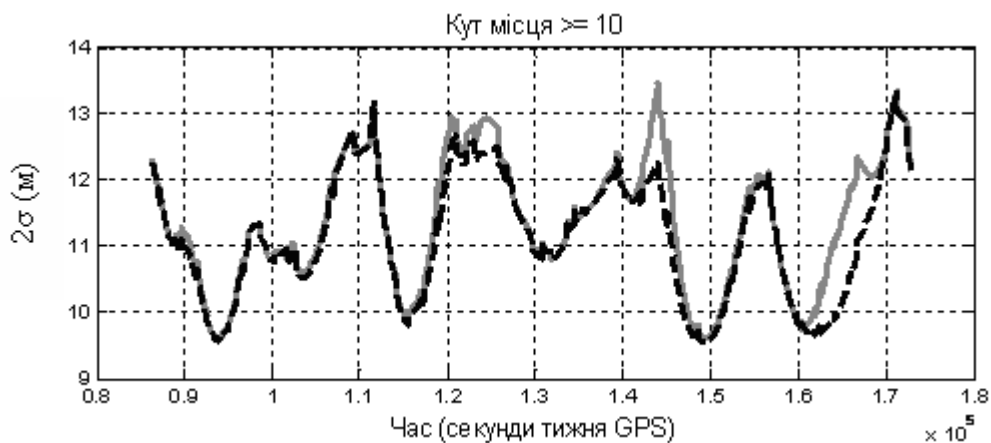


Рисунок 2.17 – Точність визначення горизонтальної складової Захід – Схід

— задача без додаткової умови
 - - задача з додатковою умовою

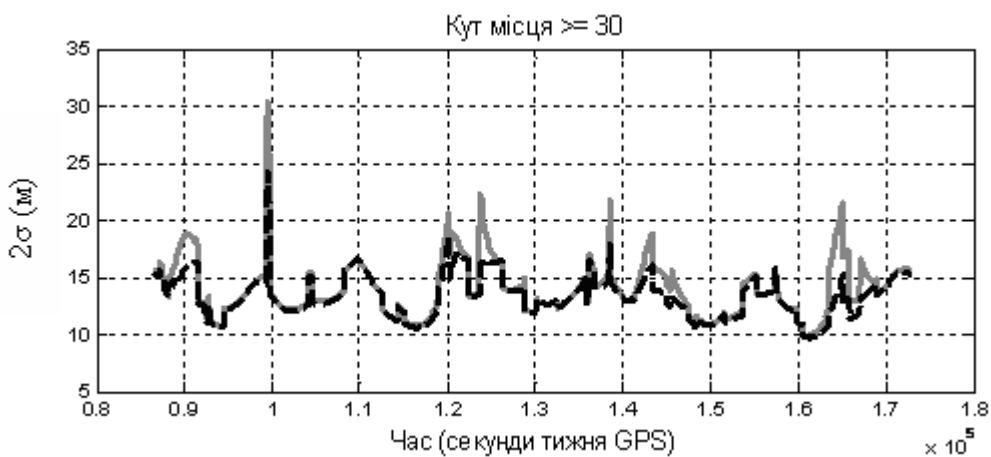


Рисунок 2.18 – Точність визначення горизонтальної складової Захід – Схід

— задача без додаткової умови
 - - задача з додатковою умовою

На рис. 2.19 та рис. 2.20 зображено відхилення горизонтальних складових місцеположення у системі координат (схід, північ). З рисунку помітно, що використання додаткової умови у 2.5 рази знижує похибку визначення координат по осі Південь–Північ, в той час як по осі Захід–Схід абсолютна похибка визначення координат суттєво не змінюється. Відхилення вертикальної складової у задачі із залученням додаткової умови дорівнює похибці визначення висоти у карті місцевості.

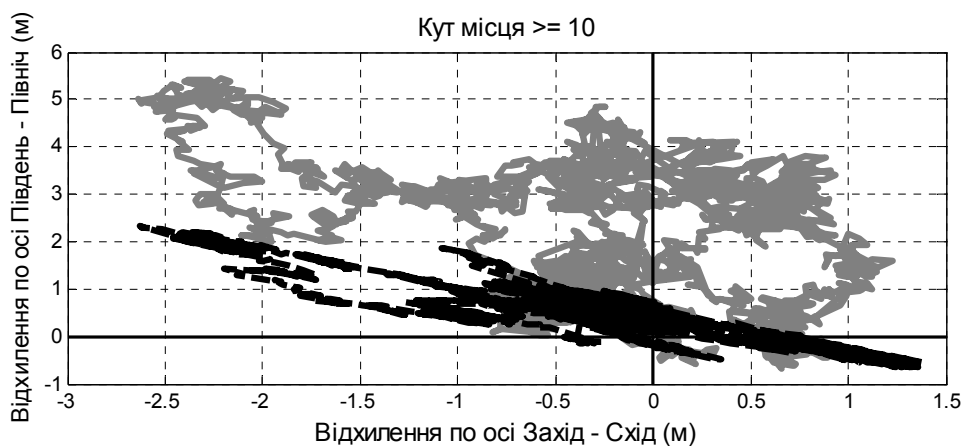


Рисунок 2.19 – Відхилення горизонтальних складових місцеположення

— задача без додаткової умови
 - - - задача з додатковою умовою

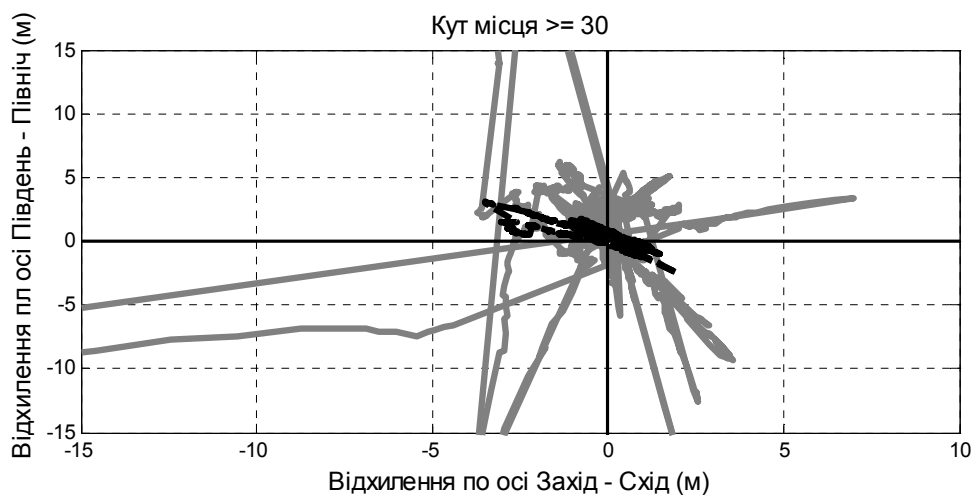


Рисунок 2.20 – Відхилення горизонтальних складових місцеположення

— задача без додаткової умови
 - - - задача з додатковою умовою

На рис. 2.21 та рис. 2.22 приведена похибка визначення горизонтальної складової швидкості. З цих рисунків помітно, що додавання додаткової умови приблизно у півтора – два рази знижує похибку визначення горизонтальної складової швидкості об'єкту при використанні угруповання супутників із кутом місця не меншим за 10° , а у випадку використання угруповання супутників із кутом місця не меншим за 30° ця похибка знижується у два – три рази.

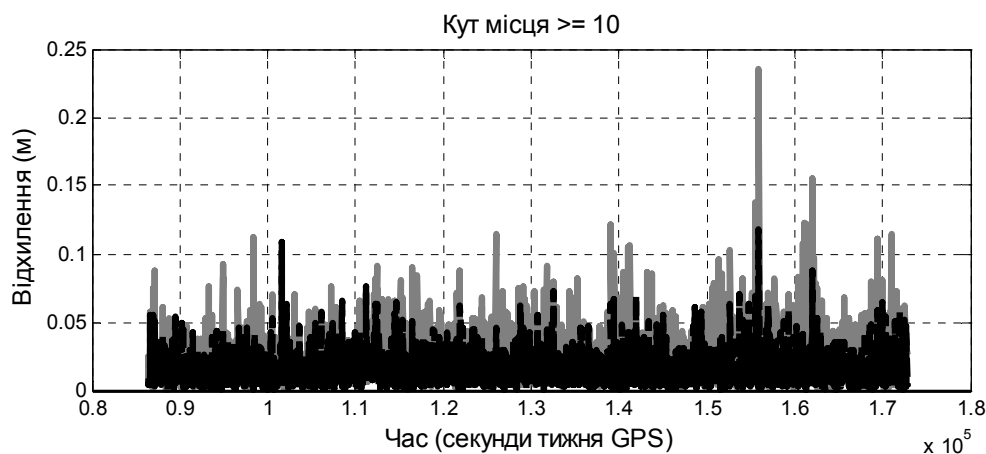


Рисунок 2.21 – Відхилення горизонтальної складової швидкості
 — задача без додаткової умови
 — задача з додатковою умовою

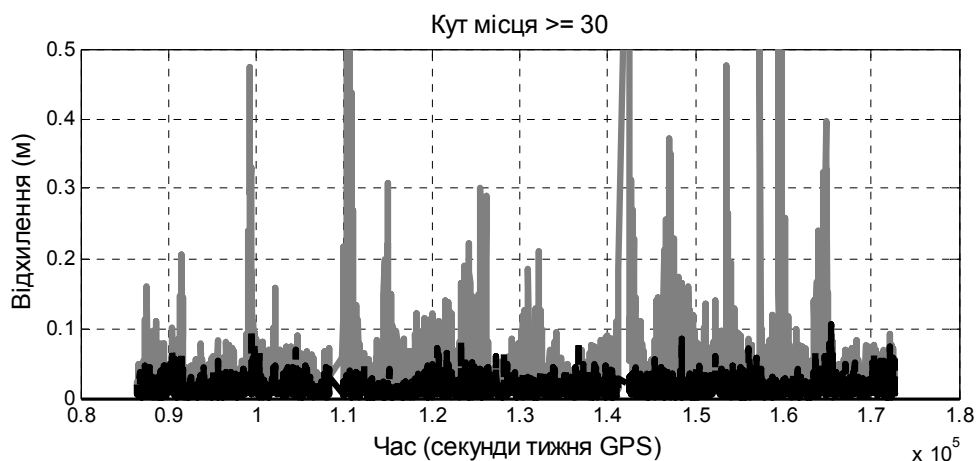


Рисунок 2.22 – Відхилення горизонтальної складової швидкості
 — задача без додаткової умови
 — задача з додатковою умовою

На другому етапі була проведена оцінка підвищення надійності визначення просторових координат та швидкості об'єкта із застосуванням трьохвимірних карт місцевості у порівнянні з автономним режимом навігації.

В середовищі MATLAB було встановлено робочу директорію «Макет БФА». На виконання був запущений програмний файл MFA.m. Вихідними даними були вибрані файли спостережень й навігаційний: khrs2190.12o та khrs2190.12n. Графічний інтерфейс користувача на цьому етапі мав вигляд, зображений на рис. 2.10. Для параметрів функціонування дослідницького ПЗ були встановлені наступні значення:

- дискретність моментів зчитування вимірювальної інформації дорівнює 30 с;

- епоха, з якої починається зчитування вимірювальної інформації – перша епоха, для якої у файлі спостережень є виміри;

- дискретність моментів розрахунку параметрів руху дорівнює 30 с;

- значення кута місця 40° .

Натисканням кнопки «Run» було розпочато автоматичне функціонування дослідницького ПЗ. Після закінчення обробки всієї вихідної інформації виконано запуск програмного модулю обробки обчислених параметрів місцеположення об'єкта.

На рис. 2.23 відображається кількість супутників у сузір'ї.

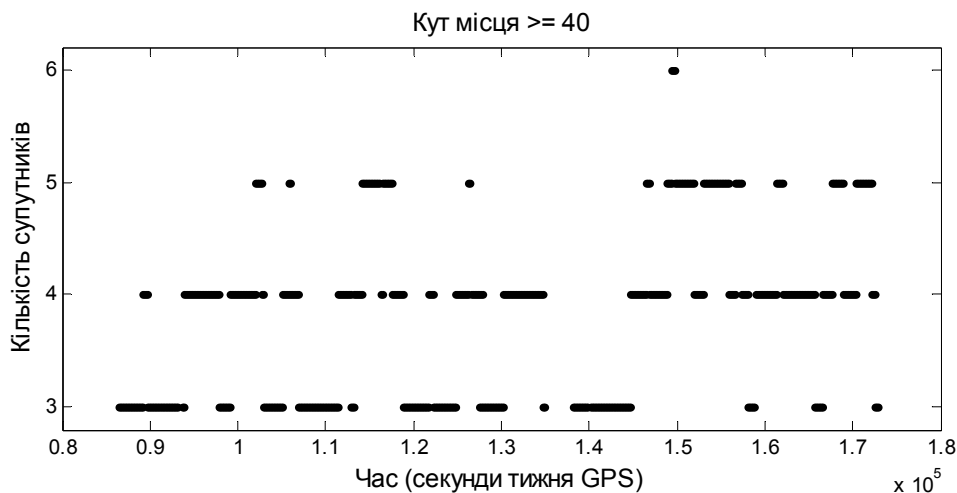


Рисунок 2.23 - Кількість супутників GPS, залучених до розв'язання навігаційної задачі

На рис. 2.24 та рис. 2.25 зображено відхилення горизонтальних складових місцеположення. Велике значення відхилення на цих рисунках достатньо суттєво корелює із значенням горизонтального геометричного фактору HDOP, яке зображено на рис. 2.26. Під час експерименту сузір'я навігаційних супутників із кутом місця не меншим за 40° і в якому знаходилось три супутники мало місце у 37.8% моментів розрахунку координат, серед них похибка горизонтальної складової місцеположення у 50% випадків була меншою за 1.01 м, у 95% випадків – меншою за 9.26 м, а у 99% випадків – меншою за 75.24 м.

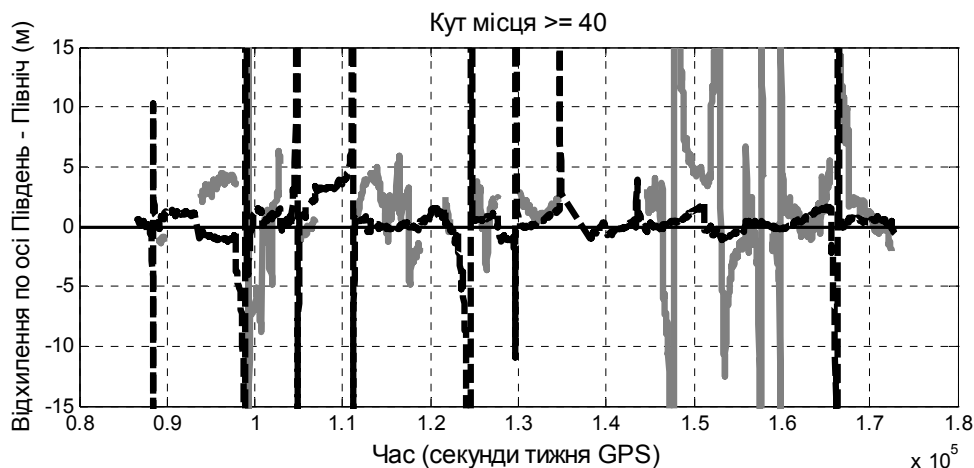


Рисунок 2.24 – Відхилення горизонтальної складової місцеположення по осі Південь - Північ

- задача без додаткової умови
- - - задача з додатковою умовою

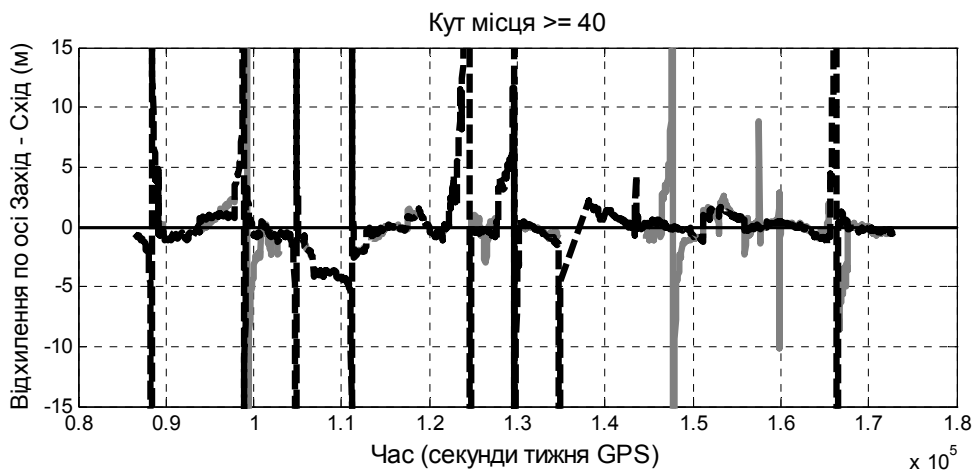


Рисунок 2.25 – Відхилення горизонтальної складової місцеположення по осі Захід - Схід

- задача без додаткової умови
- - - задача з додатковою умовою

Таким чином, додавання додаткової умови до навігаційної задачі дозволяє покращити геометричний фактор та знаходити рішення при наявності трьох навігаційних супутників замість необхідних чотирьох, що сприяє використанню навігаційного супутникового обладнання у місцевості з високими будівлями. Під час експерименту залучення додаткової умови знизило похибку горизонтальної складової на 50-65%, а похибка визначення вертикальної складової дорівнювала похибці визначення рельєфу місцевості. При цьому горизонтальний геометричний фактор, в разі використання сузір'я супутників із кутом місця не меншим за 40° , у середньому – зменшився у 2.36 рази.

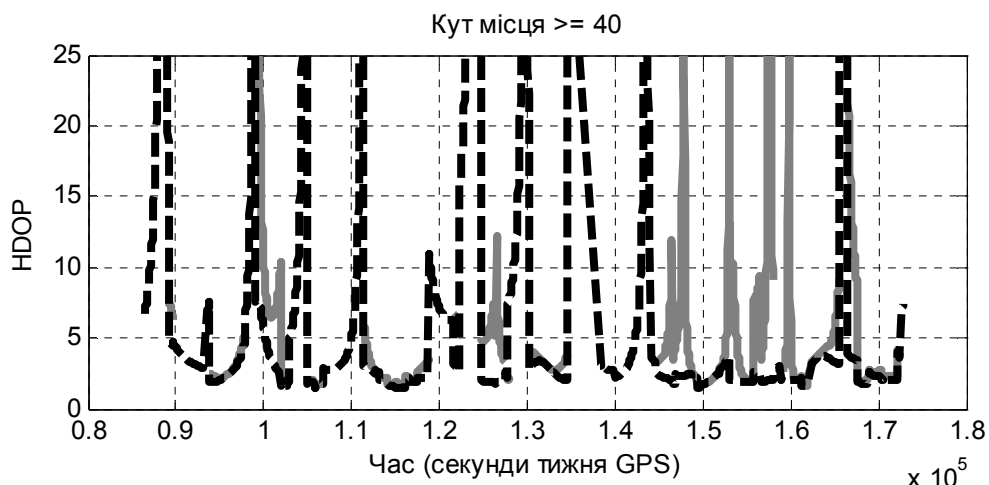


Рисунок 2.26 – Горизонтальний геометричний фактор HDOP

- задача без додаткової умови
- - - задача з додатковою умовою

2.4 Рекомендації з використання технології і засобів моніторингу параметрів руху для задач керування транспортом і аналізу надзвичайних ситуацій

2.4.1 Існуючі плани використання технології

2.4.1.1 Технологію використання трьохвимірних карт місцевості та мобільного зв'язку для підвищення точності й надійності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем розроблено в рамках виконання науково-дослідної роботи «Перспективні технології та засоби спостереження, навігації та радіомоніторингу в інтегрованих інформаційних системах управління складними динамічними об'єктами». Ця технологія належить до систем супутникової навігації та планується бути використана в Інформаційно-навігаційній системі контролю та аналізу параметрів руху автотранспорту (ІНСКА), яка є складовою частиною Регіональної інформаційно-аналітичної системи моніторингу та організації дорожнього руху (РІАС).

2.4.1.2 Однією з головних задач розробленої технології в рамках її застосування в ІНСКА є контроль дотримання правил дорожнього руху.

Задача точного й надійного визначення параметрів руху рухомих об'єктів, яку вирішує розроблена технологія, є головною умовою вирішення задачі контролю дотримання правил дорожнього руху. Тож за допомогою даної технології розроблені алгоритми контролю дотримання наступних правил:

- перевищення швидкості;
- проїзд на заборонний сигнал світлофора;
- порушення правил паркування;
- рух в забороненому місці або в забороненому напрямку;
- виїзд на зустрічну смугу;
- розворот у неналежному місці.

2.4.1.3 Однією з актуальних задач ІНСКА є аналіз дорожньо-транспортних пригод (ДТП). Для її вирішення вкрай необхідно мати інформацію про точні параметри руху автомобіля та їх прив'язки до часу.

Складовою частиною ІНСКА є бортова багатофункціональна апаратура (БФА), яка з використанням розробленої технології виконує обчислення параметрів руху автомобіля з точністю, достатньою для виявлення обставин ДТП та визначення його винуватця.

2.4.1.4 Як зазначалося раніше, для реалізації технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності та надійності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем необхідне наступне апаратно-програмне забезпечення: приймач сигналів ГНСС; мікропроцесорний обчислювач із запам'ятовувачем; програмне забезпечення, яке реалізує виконання функцій технології; база даних, яка містить інформацію щодо трьохвимірної карти місцевості.

В рамках впровадження розробленої технології до ІНСКА у якості експериментального зразка вирішено використати наступне апаратно-програмне забезпечення:

- навігаційний приймач Garmin GPS18 5Hz;

- мікропроцесорний обчислювач із запам'ятовувачем на базі модулю GE863PRO3 з операційною системою Linux (ядро версії 2.6) , який виробляє фірма Telit;

- ПЗ технології розроблено на мові програмування C++.

2.4.2 Шляхи поліпшення технології

Поліпшення технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності та надійності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем полягає у підвищенні точності та надійності визначення параметрів руху.

Як показує світова практика, шляхи вирішення цієї задачі полягають у залученні додаткової інформації, яка зазвичай надається такими різноманітними приладами, як акселерометр (датчик лінійного прискорення), гіроскоп (датчик кутової швидкості), магнітометр (визначення магнітного поля), одометр (визначення відстані, яку пройдено) та ін.. Ця додаткова інформація інтегрується до супутникових навігаційних вимірювань й обчислюються координати місцеположення об'єкта, як правило, за допомогою фільтру Калмана.

Хоча використання подібних інтегрованих систем й пов'язано з підвищенням вартості та складності рішення навігаційної задачі, але в останній час вони все частіше застосовуються в системах навігації рухомих об'єктів завдяки суттєвому підвищенню точності визначення координат місцеположення, напрямку та швидкості руху. Надійність інтегрованих систем пов'язана з тим, що при відмові одного будь-якого навігаційного пристрою все одно можливо визначити своє місцеположення за іншими пристроями, які входять до складу інтегрованої навігаційної системи.

РОЗДІЛ 3 ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ БАГАТОРІВНЕВИХ СИСТЕМ РОЗПІЗНАВАННЯ ДЖЕРЕЛ ТА ОБ'ЄКТІВ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ МЕТОДАМИ ІМІТАЦІЙНО-МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Найважливішими задачами, які покладаються на засоби, комплекси і системи оцінки радіоелектронної обстановки, є комплексне (сумісне) розпізнавання радіоелектронних сигналів та випромінювань, типів і режимів роботи джерел радіоелектронних випромінювань і класів складних об'єктів повітряного, наземного та надводного розміщення [71-73].

Результати комплексного розпізнавання використовуються для забезпечення різноманітних типів споживачів інформацією, необхідною для виявлення ступеню загроз, підтримки прийняття управлінських рішень та інших задач. При цьому системи розпізнавання повинні видавати рішення про сумісне багаторівневе розпізнавання електромагнітних випромінювань, джерел і об'єктів у реальному масштабі часу і з високою ефективністю. [74]

Розробка будь-якої системи розпізнавання носить ітеративний характер і полягає в послідовному уточненні складу класів і словників сигнальних ознак, що розпізнаються, на основі теоретичних і експериментальних оцінок ефективності синтезованого алгоритму формування оптимального рішення [75,76]. Одним з основних показників ефективності розпізнавання джерел радіовипромінювань (ДРВ) по сигнальним ознакам, що пов'язані з видом та параметрами сигналів, які випромінюються, є ймовірність отримання правильних рішень при розпізнаванні об'єктів, що відносяться до різних класів. Цей показник залежить від виду алгоритму прийняття рішень, розміру алфавіту класів ДРВ, що розпізнаються, кількості та інформативності використовуваних ознак, точності їх вимірювання та інших факторів [77-80].

Обрання оптимального алфавіту, оптимального словника ознак і оптимального алгоритму прийняття рішення для систем розпізнавання, які характеризуються великим числом класів і типів, проводилось з використанням методу імітаційно-математичного моделювання на базі сучасних інформаційних технологій. [81-89].

Імітаційно–математичне моделювання систем розпізнавання джерел і об'єктів випромінювання забезпечує широкі можливості щодо відпрацювання різноманітних вихідних даних та варіантів реалізації алгоритмів і дозволяє суттєво скоротити витрати часу, інтелектуальні та фінансові ресурси на розробку систем розпізнавання за рахунок оптимізації розмірів алфавітів і словників ознак класів (типів) джерел і об'єктів, що розпізнаються, особливо на ранніх стадіях проектування.

3.1 Обґрунтування структури і складу імітаційно-моделюючої системи для оцінки ефективності розпізнавання

3.1.1 Обґрунтування вихідних даних з алфавітів класів радіоелектронних об'єктів, радіоелектронних засобів та їх радіовипромінювань і апріорних словників сигнальних ознак

Визначення впливу різних факторів (склад алфавітів джерел і об'єктів випромінювання, розміру, складу та інформативності робочого словника ознак, виду і характеристик алгоритмів прийняття рішень та ін.) на ефективність систем розпізнавання проводилось за допомогою сукупності імітаційно-математичних моделей і баз даних, які об'єднані в імітаційно-моделюючу систему (ІМС) на базі ПЕОМ, яка забезпечує декілька комбінацій багаторівневого розпізнавання.

Імітаційно-моделююча система (ІМС) призначена для відпрацювання і оцінки ефективності багаторівневих систем комплексного розпізнавання випромінювань, джерел та складних динамічних об'єктів випромінювання засобів, комплексів і систем контролю радіоелектронно–об'єктової обстановки на етапах формування структури, розробки, випробовувань та експлуатації.

В процесі проведення досліджень розроблено склад вихідних даних, які включають:

- масив найменувань (показчиків) географічних регіонів («РЕГІОНИ»);

- масиви найменувань (показчиків) країн окремих географічних регіонів («КРАЇНИ»);

- масив (список) показчиків способу розміщення об'єктів радіовипромінювання («НАЗЕМНИЙ, ПОВІТРЯНИЙ, МОРСЬКИЙ»);

- список показчиків державної належності («СВІЙ-ЧУЖИЙ»);

- масиви найменувань (показчиків) класів об'єктів радіовипромінювання повітряного, наземного і морського розміщення по їх функціональному призначенню («КЛАС ОБ'ЄКТА»);

- дані про об'єкти радіовипромінювання і радіоелектронні засоби (РЕЗ) повітряного, наземного і морського розміщення.

При цьому дані про об'єкти радіовипромінювання і РЕЗ повітряного, наземного і морського розміщення повинні містити наступні відомості:

1. Найменування держави.
2. Найменування регіону, у склад якого ця країна входить.
3. Клас (призначення) об'єкту.
4. Ступінь мобільності об'єкту (стаціонарний або рухомий).
5. Місцеположення або базування (координати).
6. Склад радіоелектронного обладнання (типи і кількість).
7. Класи (призначення) РЕЗ.
8. Типи РЕЗ.
9. Режими роботи РЕЗ (пошук, супровід, огляд земної поверхні, картографування, вимір висоти та інше.).
10. Параметри сигналів у кожному режимі роботи РЕЗ:
 - ознаки класу випромінюваного сигналу ;
 - ознаки наявності і вид модуляції сигналу;
 - ознаки наявності і вид закону перебудови несівної частоти;
 - ознаки наявності і вид закону перебудови тривалості імпульсів;
 - ознаки наявності і вид закону вобуляції періоду повторення імпульсів;
 - діапазон можливих значень несівної частоти;

- діапазон можливих значень перебудови несучої частоти від імпульсу до імпульсу;
- діапазони можливих значень тривалості випромінюваних сигналів їх перебудови;
- діапазони значень періоду повторення імпульсів і вобуляції періоду повторення від імпульсу до імпульсу;
- діапазони можливих значень величини внутрішньоімпульсної модуляції і її змінення від імпульсу до імпульсу.

11. Параметри антенної системи РЕЗ для кожного режиму роботи:

- вид огляду простору (круговий, секторний, гвинтовий, програмний);
- вид сканування діаграми спрямованості антени (ДСА) при секторному або програмному огляді (лінійне, растрове, конічне);
- величина (ширина) сектору сканування по азимуту $\Delta\beta$ та куту місця $\Delta\epsilon$;
- швидкість сканування ДСА по азимуту і куту місця;
- період огляду $T_{огл}$;
- ширина ДСА по азимуту $\Delta\beta_{0,5}$ і куту місця $\Delta\epsilon_{0,5}$;
- по можливості:
 - коефіцієнт спрямованої дії антени, рівні бічного і фонового випромінювання антени;
 - потужність передавача і вид поляризації.

В результаті інформаційно-аналітичних досліджень були визначені алфавіти класів розпізнавання об'єктів і РЕЗ повітряного і наземного розміщення. Так, обґрунтований для повітряних об'єктів військового призначення апріорний алфавіт класів розпізнавання включає:

- літаки дальнього радіолокаційного виявлення і управління;
- літаки розвідувально-ударних комплексів;
- стратегічні бомбардувальники;
- тактичні винищувачі та палубні штурмовики;
- літаки радіоелектронної боротьби;

- літаки розвідники;
- вертольоти вогневої підтримки;
- крилаті ракети;
- безпілотні літальні апарати;
- інші літальні апарати.

У той же час обґрунтований алфавіт класів розпізнавання бортових РЕЗ цих об'єктів містить:

- радіолокаційні станції (РЛС) бокового огляду;
- РЛС дальнього радіолокаційного визначення повітряних і надводних цілей;
- панорамні РЛС огляду земної поверхні;
- РЛС забезпечення польоту на малих висотах;
- багатофункціональні РЛС;
- радіовисотоміри;
- бортові радіолокаційні запити і відповідачі системи держрозпізнавання;
- бортові станції активних шумових завад;
- бортові станції активних імітованих завад;
- бортові засоби радіозв'язку і передачі даних;
- інші та невизначені.

Тоді у визначених алфавітах РЕЗ і повітряних об'єктів r -й режим j -го типу ДРВ i -го класу може бути описаний апріорним словником ознак наступного виду:

$$A_{\text{зі}j} = \{O_{\text{ігвс}}, O_{\text{ігпрч}}, O_{\text{ігвім}}, O_{\text{ігвчп}}, O_{\text{ігпді}}, f_{\text{оігмакс}}, f_{\text{оігмін}}, \Delta f_{\text{оігмакс}}, \Delta f_{\text{оігмін}}, \\ \tau_{\text{і іг макс}}, \tau_{\text{і іг мін}}, \Delta \tau_{\text{і іг макс}}, \Delta \tau_{\text{і іг мін}}, T_{\text{і іг макс}}, T_{\text{і іг мін}}, \Delta T_{\text{і іг макс}}, \\ \Delta T_{\text{і іг мін}}, F_{\text{діг макс}}, F_{\text{діг мін}}, \Delta F_{\text{діг макс}}, \Delta F_{\text{діг мін}}\}, \quad (3.1)$$

де:

$O_{\text{і}j \text{ вс}}$ – ознака виду сигналу, що випромінюється ДРВ i -го класу j -го типу в r -му режимі роботи;

$O_{\text{і}j \text{ прч}}$ – ознака наявності та виду закону перебудови несівної частоти сигналу;

$O_{\text{і}j \text{ вім}}$ – ознака наявності виду модуляції сигналу (ЛЧМ, ФКМ і т. ін.);

$O_{\text{і}j \text{ пті}}$ – ознака наявності і виду закону перебудови тривалості імпульсів;

O_{ij} вчп – ознака наявності та виду закону вобуляції періоду повторення імпульсів;

$f_{o\ ij\ макс}$, $f_{o\ ij\ мин}$ – максимальне і мінімальне значення діапазону можливих значень робочих частот ДРВ і-го класу j-го типу в r-му режимі роботи;

$\Delta f_{o\ ij\ макс}$, $\Delta f_{o\ ij\ мин}$ – максимальне і мінімальне значення діапазону поімпульсної перебудови робочої частоти;

$\tau_{i\ ij\ макс}$, $\tau_{i\ ij\ мин}$ – максимальне і мінімальне значення тривалості імпульсів;

$\Delta \tau_{i\ ij\ макс}$, $\Delta \tau_{i\ ij\ мин}$ – максимальне і мінімальне значення діапазону перебудови тривалості імпульсів;

$T_{i\ ij\ макс}$, $T_{i\ ij\ мин}$ – максимальне і мінімальне значення періоду повторення імпульсів, що випромінюються ДРВ і-го класу j-го типу в r-му режимі роботи;

$\Delta T_{i\ ij\ макс}$, $\Delta T_{i\ ij\ мин}$ – максимальне і мінімальне значення діапазону вобуляції періоду повторення імпульсів, що випромінюються;

$F_{д\ ij\ макс}$, $F_{д\ ij\ мин}$ – максимальне і мінімальне значення величини частотної внутрішньосигнальної (внутрішньоімпульсної) модуляції сигналів, що випромінюються;

$\Delta F_{д\ ij\ макс}$, $\Delta F_{д\ ij\ мин}$ – максимальне і мінімальне значення діапазону зміни величини внутрішньосигнальної модуляції від імпульсу до імпульсу.

Необхідно на основі імітаційно-математичного моделювання визначити вплив різних факторів (складу алфавітів джерел і об'єктів випромінювання, розміру, складу та інформативності робочого словника ознак, виду і характеристик алгоритмів прийняття рішень та ін.) на ефективність багаторівневого сумісного розпізнавання радіовипромінювань та джерел і об'єктів радіовипромінювання.

3.1.2 Розробка методики визначення інформативності робочого словника ознак для заданого алфавіту класів

Під розпізнаванням ДРВ розуміють прийняття рішення про віднесення виявленого радіовипромінювання або його джерела до одного з визначених класів на основі аналізу деякої сукупності його вимірних параметрів (вектора ознак). У якості

ознак для розпізнавання використовуються частотні, часові та просторові параметри випромінювань і їх джерел.

При розробці засобів розпізнавання і алгоритмів їх роботи виникає задача оцінки потенціальної можливості розпізнавання об'єктів заданих класів по заданій сукупності ознак і вибору на основі даної оцінки робочого словника ознак, що забезпечують розпізнавання випромінювань і (або) їх джерел з ймовірностями помилок, не гірше заданих.

Вихідні умови для рішення даної задачі такі:

1. Рішення про віднесення об'єкта розпізнавання до одного з класів заданого алфавіту приймається по результатам обробки деякого вектору ознак у відповідності з алгоритмом розпізнавання.

2. Ознаки визнаються незалежними. Алгоритм прийняття рішення вважається відомим.

3. Із заданої сукупності параметрів необхідно вибрати ті, використання яких у якості ознак забезпечить найкращі ймовірності правильного розпізнавання і помилок розпізнавання для заданого алгоритму.

4. Помилки вимірювання значень ознак приймаються рівними нулю.

5. Обрана сукупність найбільш інформативних ознак (параметрів) буде робочим словником ознак.

Відомий метод вирішення задачі:

1. Синтезувати алгоритми прийняття рішення по кожній з можливих сукупностей ознак.

2. Оцінити ймовірність помилки розпізнавання заданого алфавіту класів по кожній з можливих сукупностей ознак.

3. По результатам оцінки ймовірностей помилок обрати ту сукупність ознак, для якої ймовірності помилок розпізнавання є найменшими. Цю сукупність ознак потрібно вважати робочим словником ознак.

Для пояснення труднощів, які виникають при вирішенні задачі у відповідності з описаним підходом, розглянемо постановку задачі створення вирішувального правила і способи оцінки якості алгоритмів розпізнавання, синтезованих у відповідності

до підходу, що застосовується при перевірці статистичних гіпотез по методу максимуму правдоподібності.

Постановка задачі розпізнавання у термінах перевірки статистичних гіпотез:

Задані алфавіти класів і робочий словник ознак. Еталонний опис кожного з класів у метриці кожної з ознак s_i задається одномірною щільністю розподілу ймовірності $w_{1ki}(s_i)$, де $k=1..K$ – номер класу, $i=1..I$ – номер ознаки. В припущенні, що ознаки незалежні, еталонний опис k -го класу може бути представлено у виді добутку одномірних густин ймовірності $w_{1ki}(s_i)$: $w_{1k}(\vec{s}) = \prod_{i=1}^I w_{1ki}(s_i)$. Перевіряється складна гіпотеза H_k ($k=1..K$) про те, що об'єкт розпізнавання з вектором вимірних значень ознак $\vec{x} = \|x_1 \ x_2 \ \dots \ x_I\|^T$ належить до класу k , проти однієї з складних альтернатив, що полягає в тому, що об'єкт розпізнавання належить до іншого класу j ($j \neq k$) з алфавіту класів. Апостеріорна щільність розподілу ймовірності вектора вимірних значень \vec{x} вважається відомою і надається у виді: $W(\vec{x}|\vec{s}) = \prod_{i=1}^I W_{1i}(x_i|s_i)$.

Необхідно оптимальним чином визначити області X_k , що не перетинаються, простору X можливих значень вектора вимірних параметрів \vec{x} таким чином, що коли $\vec{x} \in X_k$, то приймається рішення про те, що об'єкт розпізнавання відноситься до класу k ($k=1..K$).

Оптимальне по критерію максимуму апостеріорної ймовірності правило прийняття рішення має вид [79]:

$$H_k : \max_k \left(\frac{p_k \prod_{i=1}^I \int_{S_k} w_{1ki}(s_i) \cdot W_1(x_i|s_i) ds_i}{\sum_{j=1}^K p_j \prod_{i=1}^I \int_{S_j} w_{1ji}(s_i) \cdot W_1(x_i|s_i) ds_i} \right) \quad (3.2)$$

При розробці алгоритмів розпізнавання радіовипромінювань і їх джерел вважають, що еталонні описи класів у метриці кожної з ознак $w_{1ki}(s_i)$ підкорюються

рівномірному розподілу на заданому інтервалі, а апостеріорні щільності розподілу ймовірності вимірних значень ознаки $W_{1i}(x_i|s_i)$ – нормальному (гаусовому) закону розподілу с математичним очікуванням S_i і дисперсією σ_i . У відповідності з описаними припущеннями правило прийняття рішення по критерію максимуму апостеріорної ймовірності може бути представлено у виді:

$$H_k : \max_k \left(p_k \prod_{i=1}^I \frac{1}{b_{ki} - a_{ki}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[\operatorname{erf} \left(\frac{b_{ki} - x_i}{\sqrt{2 \cdot \sigma_i^2}} \right) - \operatorname{erf} \left(\frac{a_{ki} - x_i}{\sqrt{2 \cdot \sigma_i^2}} \right) \right] \right) \quad (3.3)$$

де p_k – апіорна ймовірність появи об'єкта розпізнавання k -го класу на вході системи розпізнавання; a_{ki} , b_{ki} – відповідно початок і кінець відрізка, на якому рівномірно розподілено значення ознаки s_i для k -го класу; σ_i – дисперсія помилки вимірювання значення ознаки x_i ; $\operatorname{erf}(y) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \int_0^y \exp(-t^2) dt$. Звернемо увагу на те, що вираз (3.3) визначає область X_k простору X при попаданні в яку вектора вимірних значень ознак \vec{x} потрібно приймати гіпотезу H_k (приймати рішення про те, що об'єкт розпізнавання, що розглядається, належить до k -го класу).

Ймовірності правильного розпізнавання α і помилки розпізнавання β визначаються виразами [73]:

$$\alpha = \sum_{k=1}^K p_k \cdot \int_{X_k} \left(\prod_{i=1}^I \frac{1}{b_{ki} - a_{ki}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[\operatorname{erf} \left(\frac{b_{ki} - x_i}{\sqrt{2 \cdot \sigma_i^2}} \right) - \operatorname{erf} \left(\frac{a_{ki} - x_i}{\sqrt{2 \cdot \sigma_i^2}} \right) \right] \right) d\vec{x} \quad (3.4)$$

$$\beta = \sum_{k=1}^K p_k \cdot \left(\int_{\vec{x} \notin X_k} \left(\prod_{i=1}^I \frac{1}{b_{ki} - a_{ki}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[\operatorname{erf} \left(\frac{b_{ki} - x_i}{\sqrt{2 \cdot \sigma_i^2}} \right) - \operatorname{erf} \left(\frac{a_{ki} - x_i}{\sqrt{2 \cdot \sigma_i^2}} \right) \right] \right) d\vec{x} \right) \quad (3.5)$$

Аналіз виразів (3.3), (3.4), (3.5) показує складність реалізації описаного підходу до вибору найбільш інформативної сукупності ознак. Ця складність полягає в тому, що:

1. Якщо розглядається N можливих ознак, то необхідно розглянути $2^N - 1$ алгоритмів прийняття рішення, що вимагає великих затрат часу.

2. Оцінка ймовірностей помилок зводиться до обрахування кратних інтегралів (вирази (3.4), (3.5)) по області, яка визначається виразом (3.3). Аналітично ці інтеграли обрахувати достатньо складно, тому необхідно використати методи чисельного інтегрування.

Обрати найбільш інформативну сукупність ознак дозволяє розроблена авторами методика, суть якої полягає в наступному.

1. По кожній з ознак для кожної можливої пари класів у припущенні, що дисперсія помилки вимірювання значення ознаки дорівнює нулю ($\sigma_i = 0$), визначається спрощене вирішувальне правило: приймається рішення на користь того класу, для якого значення густини ймовірності $w_{lki}(s_i)$ у точці виміряного значення ознаки x_i більше.

2. Оцінити ймовірність помилки прийняття рішення для кожної пари класів з заданого алфавіту по кожній з ознак. Для наочності ці ймовірності можна звести до таблиці. Рядки й стовпці цієї таблиці визначають найменування класів. У чарунці таблиці на перетині рядку і стовпця записують оцінку ймовірності події, яка полягає в тому, що об'єкт класу, який розміщений у рядку в результаті розпізнавання буде прийнятий за клас, найменування якого визначається іменем стовпця. Чарунці таблиці надається значення «1», якщо області відповідних класів перетинаються, і значення «0», якщо області, що належать класам, не перетинаються (рис. 3.1). Кількість таких таблиць дорівнює загальній кількості ознак.

Таблицю, побудовану описаним способом, будемо називати «матрицею розподілення класів» розпізнавання по заданій ознаці (наприклад, матриця розділення класів розпізнавання по ознаці «несівна частота»).

3. Елемент матриці розділення класів по будь-якій з можливих комбінацій ознак може бути отриманий шляхом перемноження відповідних елементів матриць розподілення класів по ознакам, що входять в задану комбінацію.

4. За міру інформативності комбінації ознак P приймемо ймовірність помилки, яка може бути оцінена у відповідності з виразом:

$$P = \sum_{j=1}^K p_j \cdot \sum_{i=1}^K p_i \cdot Q_{ij}, \quad (3.6)$$

де $p_{j(i)}$ – апіорна ймовірність появи об'єкта розпізнавання k -го класу на вході системи розпізнавання; Q_{ij} – елемент матриці розділення класів Q по ознакам, що входять в задану комбінацію.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0
11	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0
13	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0

Рисунок 3.1 – Фрагмент матриці розділення класів

Запропонована методика дозволяє ранжувати комбінації ознак за їх інформативністю (рис. 3.2).

Для перевірки адекватності запропонованої методики було проведено математичне моделювання алгоритму розпізнавання за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності. Дослідження проводилися на основі бази даних еталонних описів, алфавіт яких містив 55 класів джерел і радіовипромінювань радіоелектронних засобів. В якості ознак для робочого словника були використані параметри радіовипромінювань радіоелектронних засобів: «робоча частота», «тривалість імпульсів», «період повторення імпульсів сигналу», «період повторення пачок імпульсів сигналу», «тривалість пачки імпульсів сигналу», «ширина спектра сигналу» і «кількість робочих частот», «ознака перебудови по частоті», «вид модуляції». На основі розрахунків за

наведеною методикою були визначені комбінації ознак, що містять кількість ознак менше, чим максимально можливе, але мають найбільшу інформативність.

Для обраних комбінацій ознак використовувалось вирішувальне правило, оптимальне за критерієм максимуму апостеріорної ймовірності. Методом статистичного моделювання оцінювались ймовірності правильного розпізнавання і помилок розпізнавання. Відібрані сукупності ознак ранжувалися по інформативності (рис. 3.3) у відповідності з наведеною методикою.

Міра інформативності (кількість перетинів)		№ комбінації ознак Комбінація ознак						
2	111	1	1	0	1	1	1	1
2	117	1	1	1	0	1	0	1
2	119	1	1	0	1	1	1	1
2	122	1	1	1	1	0	1	0
2	123	1	1	1	1	0	1	1
2	125	1	1	1	1	1	0	1
2	126	1	1	1	1	1	1	0
2	127	1	1	1	1	1	1	1
3	41	0	1	0	1	0	0	1

Рисунок 3.2 – Фрагмент таблиці комбінацій ознак, які ранжовані за інформативністю

Таким чином здійснюється вибір робочого словника ознак для якісної оцінки інформативності різних сукупностей ознак, що підтверджено порівнянням результатів статистичного моделювання і розрахунків, які виконані у відповідності з запропонованою методикою. З врахуванням затрат на отримання ознак дана методика дозволяє оптимізувати робочий словник ознак за критерієм «ефективність системи розпізнавання не гірше заданої» при мінімальних затратах на отримання ознак.

Ймовірність правильного розпізнавання	№ комбінації ознак	Комбінація ознак						
0.07099	127	1	1	1	1	1	1	1
0.08389	119	1	1	1	0	1	1	1
0.08569	126	1	1	1	1	1	1	0
0.0941	125	1	1	1	1	1	0	1
0.09777	123	1	1	1	1	0	1	1
0.1112	117	1	1	1	0	1	0	1
0.118	122	1	1	1	1	0	1	0
0.1325	111	1	1	0	1	1	1	1

Рисунок 3.3 – Фрагмент таблиці результатів математичного моделювання розрахунку ймовірностей помилок для комбінацій ранжованих ознак

3.1.3 Розробка структури і складу баз даних радіоелектронних об'єктів, радіоелектронних засобів, ознак випромінювань і сигналів

Однією з важливіших задач при розробці імітаційно-моделюючої системи є розробка структури і складу бази даних (БД) для рішення задач розпізнавання радіо-випромінювань, їх джерел і об'єктів, у склад яких ці ДРВ входять.

БД містить дані про класи, призначення, стан (задач, що рішення, що вирішуються), місцеположення (координати) ДРВ і об'єктів, їх режимах роботи, а також параметрах випромінювань кожного ДРВ у кожному з цих режимів у метриці обраного алфавіту класів.

Структура БД мультитаблична, представляє собою упорядковану сукупність таблиць, у які занесені вищезазначені параметри і характеристики.

База даних призначена для: інформаційного забезпечення розпізнавання сигналів, РЕЗ і радіовипромінюючих об'єктів повітряного, наземного та надводного розташування.

БД дозволяє подальші поповнення, зміни, а також коректування даних за результатами роботи.

Розроблена БД забезпечує:

- надійне збереження еталонних сигнатур (структурно-сигнальних описів) джерел, що розпізнаються, і об'єктів радіовипромінювань, записаних з врахуванням обраних алфавіту і словника ознак;

- пошук і зчитування необхідних еталонних описів шляхом звертання системи розпізнавання до відповідних таблиць БД;

- можливість введення та зберігання географічних координат місцезнаходження ДРВ та об'єктів;

- візуалізацію результатів розпізнавання ДРВ і об'єктів з прив'язкою до географічної карти місцевості.

У якості системи управління базою даних (СУБД) використана об'єктно-реляційна СУБД PostgreSQL. В процесі виконання роботи був розроблений зручний редактор БД, який забезпечує: введення даних з зовнішнього носія або клавіатури ПК, контроль правильності введення і розміщення даних, виведення даних по відповідним запитам, перегляд, оновлення, змінення (корегування), розширення складу, реорганізацію і виключення даних з визначеної таблиці, полів таблиці або сукупності обраних таблиць.

Склад і структура індивідуальних та об'єднаних елементів даних баз даних наведені на рис. 3.4.

Таблиці баз даних (Tables), що використовуються в ФПЗ ІМС для розпізнавання радіовипромінювань, джерел і об'єктів, поділяються на статичні, динамічні та геоінформаційні.

До статичних таблиць (static_tables) належать:

- таблиці баз даних еталонних джерел (STE) різних діапазонів;

- таблиці баз даних засобів контролю (STSV).

До динамічних таблиць (dynamic_tables) відносяться:

- таблиця необроблених інформаційних пакетів (DT_NOIP);
- таблиці режектованих інформаційних пакетів (DT_RIP);
- таблиця результатів розпізнавання класів і режимів роботи випромінюючих джерел (DT_WIP);
- таблиця результатів розпізнавання об'єктів (DT_OWIP);
- таблиця об'єднаних інформаційних пакетів с даними об'єктів для подальшого відображення на карті (DT_WIGS_OB);
- таблиця даних управління обчислювальним процесом (DT_CP).

До таблиць баз даних, які містять геоінформаційні дані (GIS_tables), що використовуються в ФПЗ ІМС, відносяться статичні і динамічні таблиці геоінформаційних даних.

До статичних баз даних (STGIS), які містять геоінформаційні дані, відносяться:

- таблиця, яка містить дані про параметри геодезичних систем, що використовуються при відображенні інформації (SPATIAL_REF_SYS) (формується при ініціалізації системи PostGIS);
- службові таблиці системи PostGIS (STGIS_ST) (формується при ініціалізації системи PostGIS);
- таблиці, які містять дані про статичні шари геоінформаційних даних (GEOMETRY_COLUMNS) (формується при ініціалізації і налаштуванні ФПЗ ІМС).

До динамічних баз даних, які містять геоінформаційні дані (DTGIS), відносяться:

- таблиці, які містять дані динамічних шарів стаціонарних об'єктів (DTGIS_SO);
- таблиці, які містять дані динамічних шарів рухомих (динамічних) об'єктів (DTGIS_DO);
- таблиці, які містять дані узагальненого шару динамічних (DTGIS_DO_UT) і стаціонарних об'єктів контролю (DTGIS_SO_UT).

База даних

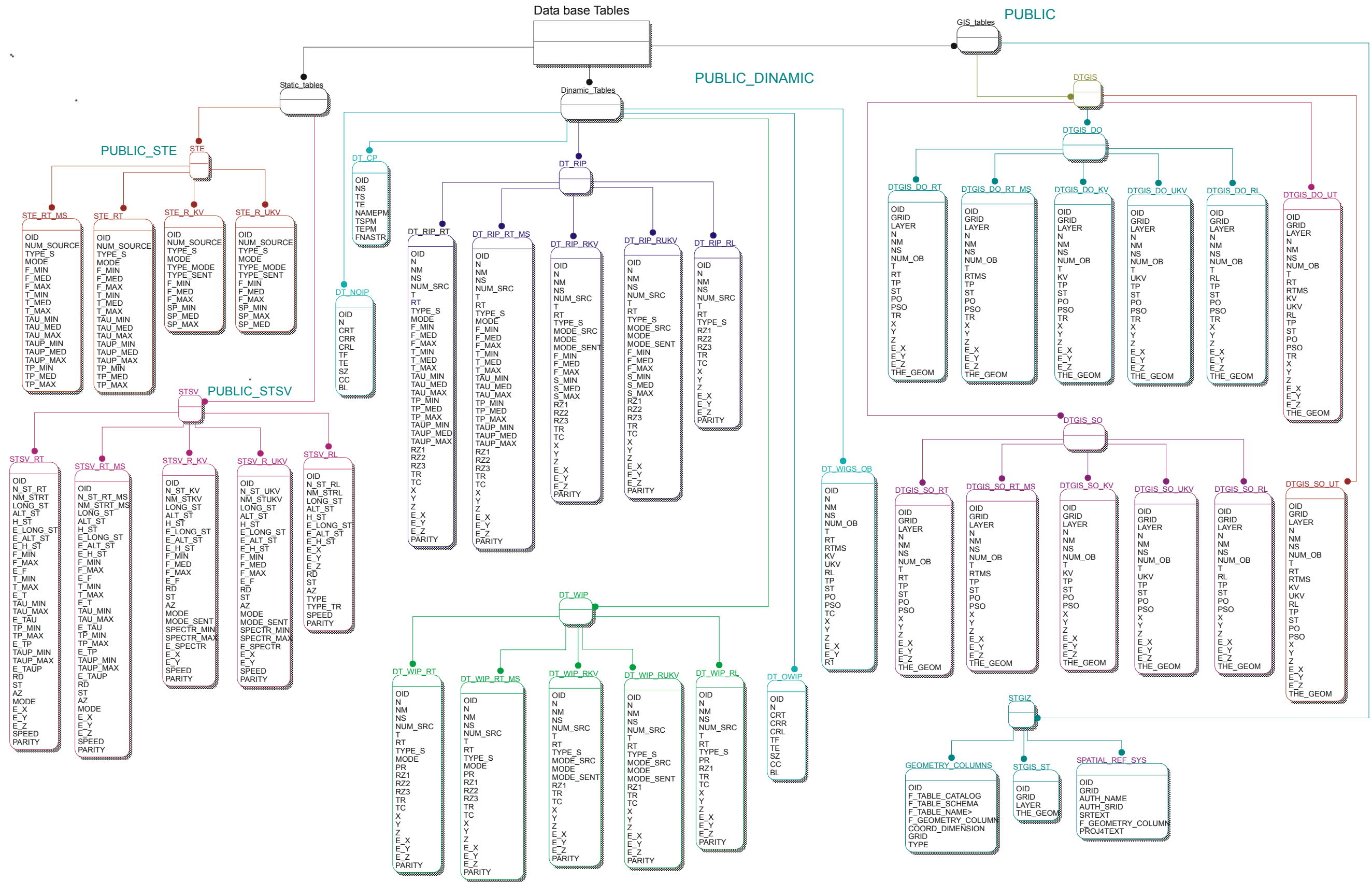


Рисунок 3.4 – Склад і структура баз даних ІМС

3.1.4 Порівняльний аналіз алгоритмів розпізнавання для оптимізації процедури розпізнавання джерел радіовипромінювання в ІМС

При розробці ІМС одним з важливих питань є вибір найбільш ефективного алгоритму, що забезпечує мінімальний відсоток помилкових рішень при великих алфавітах розпізнаваних класів ДРВ і їх об'єктів–носіїв, але обмеженому словнику сигнальних ознак.

У зв'язку із цим, завдання оцінки ефективності різних алгоритмів розпізнавання і вибору найбільш ефективного алгоритму для реалізації в ІМС є надзвичайно актуальним.

Завдання розпізнавання невідомого ДРВ в ІМС може бути сформульоване таким чином: необхідно оптимальним образом сформулювати рішення про приналежність радіовипромінювального об'єкту до одного з m класів Ω_i ($i=1,2, \dots, m$) заданого алфавіту класів за результатами обробки вимірюваного вектору сигнальних ознак

$$A_{\text{вим}} = \{\alpha_{iv}\}. \quad (3.7)$$

Компонентами якого

$$\alpha_{iv} \ (v=1,2, \dots, N) \quad (3.8)$$

є параметри випромінювань ДРВ, що розпізнаються.

Кожний з використаних в ІМС алгоритмів розпізнавання містить:

– процедуру звернення до еталонної ресурсної бази даних і послідовного зчитування записів сигнальних еталонних описів класів ДРВ;

– процедуру обчислення і запам'ятовування значень сукупності достатніх статистик відповідного виду, обчислених для всіх зчитаних еталонів розпізнаваних класів заданого алфавіту;

– процедуру порівняння обчислених статистик і формування (прийняття) рішення про приналежність спостережуваного ДРВ або об'єкта до того класу, якому відповідає найбільше (або найменше) значення достатньої статистики.

У ресурсній базі даних ІМС утримується апріорний опис алфавітів класів розпізнаваних ДРВ у вигляді таблиць еталонних описів обраних параметрів випромінюваних сигналів.

Словник (перелік) сигнальних ознак α_v розпізнаваних ДРВ при використанні інтервальних ознак включає інтервали (діапазони) можливих значень

$$(\alpha_v^{\text{макс}}, \alpha_v^{\text{мін}}), \quad (3.9)$$

де $\alpha_v^{\text{макс}}$, $\alpha_v^{\text{мін}}$ – максимальне і мінімальне значення v -ї ознаки, за допомогою яких кожний розпізнаваний ДРВ може бути представлений у вигляді деякої області можливих значень параметрів випромінюваних сигналів.

Тоді r -й режим ДРВ j -го типу i -го класу може бути описаний деяким еталонним вектором ознак виду (3.1).

При використанні сигнальних ознак точкового типу вектор апріорного опису r -го режиму ДРВ j -го типу i -го класу буде мати вигляд:

$$A_{ijr} = \{O_{\text{вс}}, O_{ijr}^{\text{прч}}, O_{ijr}^{\text{вим}}, O_{ijr}^{\text{птi}}, O_{ijr}^{\text{вчп}}, f_{o \text{ сep } ijr}, \Delta f_{o \text{ ijr}}, \tau_{i \text{ сep } ijr}, \Delta \tau_{i \text{ ijr}}, T_{i \text{ сep } ijr}, \Delta T_{i \text{ ijr}}, F_{\text{д сep } ijr}, \Delta F_{\text{д } ijr}\}. \quad (3.10)$$

Враховуючи, що істинні значення α_v параметрів випромінювань ДРВ розподілені за рівномірним законом на інтервалі $[a_v, b_v]$, а помилки їх вимірювання $\delta\alpha_v$ – за нормальним законом з нульовим середнім і дисперсією σ_v , щільності розподілених вимірювань значень параметрів сигналів, що приймаються, будуть представляти собою композицію рівномірного і нормального законів:

$$p(\alpha_v^*) = \frac{1}{b_v - a_v} \left[\Phi\left(\frac{b_v - \alpha_v^*}{\sigma_v}\right) - \Phi\left(\frac{a_v - \alpha_v^*}{\sigma_v}\right) \right], \quad (3.11)$$

де $\Phi(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – інтеграл ймовірності (функція Лапласа).

При цьому оптимальне вирішувальне правило, у відповідності з яким вектор вимірних ознак повинен бути віднесений до j -го класу, буде визначатися виразом:

$$j_{\text{опт}}(\alpha) = \arg \max_{i=1 \dots m} p(\alpha / \Omega_i) P(\Omega_i), \quad (3.12)$$

де $p(\alpha / \Omega_i)$ визначається виразом (3.12).

За умови, що компоненти вектору ознак взаємно незалежні, це вирішальне правило буде мати вигляд:

$$j(\alpha) = \arg \max_{i=1 \dots m} P(\Omega_i) \prod_{v=1}^N \frac{1}{b_{iv} - a_{iv}} \left[\Phi \left(\frac{b_{iv} - \alpha_v}{\sigma_v} \right) - \Phi \left(\frac{a_{iv} - \alpha_v}{\sigma_v} \right) \right], \quad (3.13)$$

де $P(\Omega_i)$ – апіорна ймовірність появи в зоні спостереження ДРВ i -го класу.

Вираз (3.11) отриманий для випадку нульових втрат при правильній класифікації ДРВ і рівності втрат при усіх видах неправильної класифікації.

3.1.4.1 Статистичний алгоритм розпізнавання по сигнальним ознакам інтервального типу

Із відношення (3.13) видно, що оптимальний статистичний алгоритм розпізнавання класів ДРВ по сигнальним ознакам інтервального типу полягає у обчисленні зважених добутків ймовірностей попадання вимірних параметрів прийнятого сигналу у відповідні еталонні інтервали (діапазони), обрані для апіорного опису класів ДРВ заданого алфавіту, порівнянні цих ймовірностей між собою і прийнятті рішення про приналежності спостережуваного об'єкту до того класу, для якого відповідна ймовірність є максимальною.

При одночасному розпізнаванні режимів роботи, типів і класів ДРВ за допомогою даного алгоритму повинні бути задані:

- кількість M класів ДРВ ($i=1, 2, \dots, M$), що розпізнаються;
- кількість m_i типів ДРВ, яка віднесена до i -го класу ($j=1, 2, \dots, m_i$);

– кількість n_i режимів роботи ДРВ j -го типу i -го класу ($r=1,2,\dots,n_{ij}$), кожний з яких представлений в БД еталонним вектором сигнальних ознак.

Тоді

$$\gamma(\alpha) = \arg \max_{i=1\dots M} \max_{j=1\dots m_i} \max_{r=1\dots n_{ij}} P_i P_{(j/i)} P_{(r/ij)} \prod_{v=1}^N \frac{1}{b_{ijr,v} - a_{ijr,v}} \left[\Phi \left(\frac{b_{ijr,v} - \alpha_{ijr,v}}{\sigma_v} \right) - \Phi \left(\frac{a_{ijr,v} - \alpha_{ijr,v}}{\sigma_v} \right) \right], \quad (3.14)$$

де:

$$p_{ir,v}(\alpha) = \prod_{v=1}^N \frac{1}{b_{ir,v} - a_{ir,v}} \left[\Phi \left(\frac{b_{ir,v} - \alpha_{ir,v}}{\sigma_v} \right) - \Phi \left(\frac{a_{ir,v} - \alpha_{ir,v}}{\sigma_v} \right) \right], \quad (3.15)$$

$P_{(j/i)}$ – апіорна ймовірність появи ДРВ j -го типу i -го класу,

$P_{(r/ij)}$ – апіорна ймовірність роботи ДРВ r -го типу i -го класу в r -му режимі.

З виразу (3.14) випливає, що оптимальне рішення містить три компоненти, формування яких здійснюється за такими правилами:

$$r_{\text{опт}ij}(\alpha) = \arg \max_{r=1\dots n_{ij}} P_{(r/ij)} p_{ijr,v}(\alpha), \quad (3.16)$$

$$j_{\text{опт}i}(\alpha) = \arg \max_{j=1\dots m_i} P_{(j/i)} P_{(r_{\text{опт}}/ij)} p_{ijr_{\text{опт}},v}(\alpha), \quad (3.17)$$

$$i_{\text{опт}}(\alpha) = \arg \max_{i=1\dots M} P_i P_{(j_{\text{опт}}/i)} P_{(r_{\text{опт}}/ij_{\text{опт}})} p_{ij_{\text{опт}}r_{\text{опт}},v}(\alpha). \quad (3.18)$$

Якщо апіорні ймовірності $P_i=1/M$, $P_{(j/i)}=1/m_i$, $P_{(r/ij)}=1/n_{ij}$ то

$$\gamma(\alpha) = \arg \max_{i=1\dots M} \max_{j=1\dots m_i} \max_{r=1\dots n_{ij}} p_{ijr,v}(\alpha), \quad (3.19)$$

У цьому випадку рішення про режим роботи, тип і клас ДРВ приймається за величиною максимального значення щільності $p_{ijr,v}(\alpha)$, $r=1,2,\dots,n_{ij}$, $j=1,2,\dots,m_i$, $i=1,2,\dots,M$.

3.1.4.2 Алгоритм розпізнавання, побудований на критерії мінімуму відстані для "точкових" значень

Якщо сигнальні ознаки в апріорних описах розпізнаваних класів ДРВ задані у вигляді "точкових" значень $A_{ijr} = \{\alpha_{ijr,v}\}$, то для прийняття рішення може бути використаний алгоритм, побудований на критерії мінімуму відстані:

$$\gamma_{\text{опт}}(A_{\text{изм}}) = \arg \min_{\substack{i=1\dots M \\ j=1\dots m_i}} \min_{r=1\dots n_{ij}} (A_{\text{изм}} - A_{ijr})^T K_a^{-1} (A_{\text{изм}} - A_{ijr}), \quad (3.20)$$

де K_a^{-1} – зворотна кореляційна матриця помилок вимірювання сигнальних ознак (параметрів).

Якщо складові $\alpha_{ijr,v}$ вектора $A_{\text{вим}}$ є взаємонезалежними, то даний алгоритм може бути представлений у вигляді:

$$\gamma_{\text{опт}}(A_{\text{изм}}) = \arg \min_{\substack{i=1\dots M \\ j=1\dots m_i}} \min_{r=1\dots n_{ij}} \sqrt{\sum_{v=1}^N \frac{(\alpha_{\text{изм}} - \alpha_{ijr,v})^2}{\sigma_v^2}}, \quad (3.21)$$

де σ_v^2 – дисперсія похибки вимірювання v -го параметру,

$\alpha_{ijr,v}$ – еталонне значення v -го параметру, що зберігається в БД.

Процедура пошуку оптимального рішення по цим алгоритмам міститься в обчисленні сукупності зважених відстаней $(A_{\text{вим}} - A_{ijr})$ і віднесення вектору вимірних ознак до того класу, для якого ця відстань є мінімальною.

3.1.4.3 Логічний алгоритм розпізнавання при потраплянні вимірних параметрів прийнятого сигналу в обрані інтервали

Логічний алгоритм розпізнавання ДРВ полягає в формуванні рішення про належність розпізнаваного вектору до одного з класів за результатами перевірки умов попадання вимірних параметрів прийнятого сигналу в інтервали, вибрані для апрі-

орного опису розпізнаваних класів ДРВ, і прийняття рішення про належність спостережуваного ДРВ до того класу, для якого ці умови виконуються:

$$j_{\text{опт}}(A) = \arg \left(A_{\text{вим}} \in \left[A_i^{\text{мін}}, A_i^{\text{макс}} \right] \right), \quad (3.22)$$

$$i=1 \dots m$$

де $A_{\text{вим}} = \{\alpha_{iv}\}$, $v=1, 2, \dots, N$ – вимірний вектор параметрів прийнятого сигналу від ДРВ невідомого класу,

$A_i^{\text{мін}}$, $A_i^{\text{макс}}$ – нижня і верхня межі діапазону можливих значень параметрів випромінювання ДРВ i -го класу,

m – кількість розпізнаваних класів ДРВ.

3.1.5 Розробка структури і складу інформаційно-моделюючої системи для оцінки ефективності систем розпізнавання методами імітаційно-математичного моделювання

Імітаційно–моделююча система оцінки ефективності розпізнавання ДРВ призначена для розпізнавання джерел, об'єктів, станів об'єктів і визначення їх розміщення за параметрами власного або вторинного випромінювання на основі автоматизації процесів збору, зберігання, обробки і відображення сигнальної і координатної інформації, що надходить від сукупності просторово–розподілених активних і пасивних засобів спостереження, які працюють в різних діапазонах частот.

ІМС являє собою сукупність взаємоузгоджених компонентів програмного, інформаційного і технічного забезпечення рішення задач, що покладаються на цю систему.

При розробці ІМС використані математичні методи теорій побудування багатосенсорних систем і систем об'єднання даних, розпізнавання образів, а також сучасні технології розробки і супроводження баз даних і геоінформаційних систем.

ІМС забезпечує вирішення таких задач:

- отримання інформації щодо об'єктів і ДРВ від радіолокаційних, радіо і радіотехнічних засобів контролю;

- нормалізовану обробку інформації;
- розпізнавання класів ДРВ радіо- і радіотехнічного діапазонів і режимів їх роботи;

- розпізнавання об'єктів;
- обробку інформації про електромагнітну і об'єктову обстановку;
- візуалізацію інформації.

ІМС призначена для:

- обґрунтування вихідних даних по видам і параметрам випромінювань РЕЗ і об'єктів для розробки алгоритмів розпізнавання і вимірювання параметрів сигналів;

- обґрунтування вихідних даних по складу розпізнаваних алфавітів випромінювань, РЕЗ і об'єктів та словників їх структурно-сигнальних ознак,

- обґрунтування вимог до ефективності розпізнавання випромінювань РЕЗ і об'єктів;

- дослідження ефективності рішення задач розпізнавання класів РЕЗ і об'єктів, а також видів їх випромінювань за сигнальними ознаками (параметрами) випромінюваних сигналів при використанні різних алфавітів, словників сигнальних ознак і різних алгоритмів в процесі розробки і випробувань складної системи розпізнавання;

- оцінки реалізованості алгоритмів і модулів ІМС;

- моделювання різних варіантів радіоелектронної обстановки, а також алгоритмів і режимів роботи, що забезпечують розширення функціональних можливостей ІМС;

- розробки, макетування, налагодження та випробувань ПЗ алгоритмів і режимів ІМС;

- поповнення банку даних про класи, режими роботи і параметри випромінювань РЕЗ і об'єктів наземного і повітряного розміщення, а також банку реальних та імітованих сигналів РЕЗ різних типів.

Для вирішення цих задач ІМС забезпечує:

1. На етапі формування задуму і вигляду системи розпізнавання (СР): обґрунтування переліку і значень тактико-технічних вимог, яким відповідає ІМС перспек-

тивного складу. При цьому конкретний склад СР на даному етапі визначається у загальному виді.

2. На етапі розробки технічних рішень:

- проведення досліджень по формуванню вигляду СР, тобто вибору складу системи, попередньому узгодженню інтерфейсів, протоколів взаємодії й т. і.;
- вибір варіанту реалізації алгоритмів оцінювання параметрів і розпізнавання видів випромінюваних сигналів, розпізнавання класів РЕЗ і об'єктів з метою інформаційного забезпечення різних споживачів.

3. На етапі проектування:

- сумісне функціонування математичних моделей систем і модулів з метою відпрацювання і оцінки ефективності алгоритмів і режимів функціонування СР;
- відпрацювання окремих технічних і програмних рішень і оцінку показників реалізованості ПЗ СР;
- оцінку показників ефективності розпізнавання реальних сигналів РЕЗ і об'єктів різних класів.

Структурно-функціональна схема ІМС включає в себе (рис. 3.5):

- модуль аналізу структури, вимірювання параметрів і розпізнавання сигналів (МАРС) РЕЗ і об'єктів;
- модуль розпізнавання (МРД) класів і режимів роботи наземних і бортових джерел радіовипромінювань;
- модуль розпізнавання (МРО) класів наземних і повітряних об'єктів;
- модуль завдання умов експериментів (МЗУЕ);
- модуль імітатора радіоелектронної обстановки (МІ РЕОО);
- модуль оцінки показників ефективності (МОПЕ);
- бази даних, у тому числі бази апріорних даних про наземні, повітряні та надводні об'єкти (БДО) і джерела (БДД), режимах їх роботи і параметрах випромінювальних сигналів (БДС);
- модуль результатів експериментів (МРЕ);
- модуль комутації (конфігурування) алгоритмів і режимів розпізнавання (МКАРР);

– БД реальних сигналів РЕЗ і об'єктів, отриманих за результатами натурних випробувань;

– інтерфейс оператора персонального комп'ютера (ІОПК) ІМС.

Модуль завдання умов експериментів призначений для:

– завдання режиму функціонування досліджуваної ІМС;

– завдання вихідних даних для моделювання;

– управління імітатором РЕОО;

– управління процесом обробки результатів моделювання і розрахунок показників ефективності досліджуваних алгоритмів.

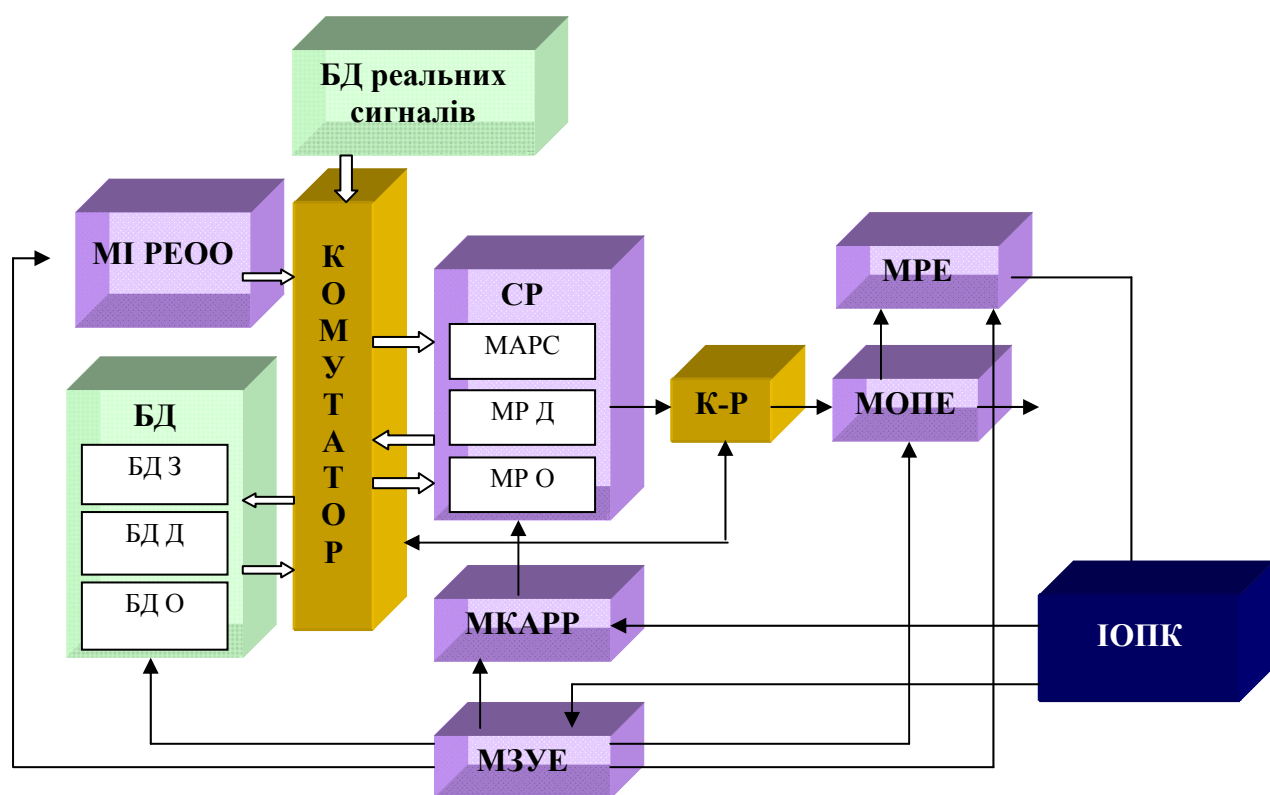


Рисунок 3.5 – Структурно-функціональна схема ІМС

Вихідними даними для моделювання є:

– номер виду розпізнаваного сигналу, класу РЕЗ або об'єкту;

– склад і розмірність розпізнаваного алфавіту сигналу, джерела або об'єктів;

– склад і розмірність вектору ознак і значення похибок їх вимірювання;

– вид, структура або параметри досліджуваного алгоритму;

– необхідна кількість статистичних випробувань.

Модуль імітатора РЕОО призначений для:

- моделювання різних сценаріїв радіоелектронно-об'єктової обстановки;
- цифрової імітації різних видів і класів сигналів, а також векторів сигнальних ознак, відповідних різним класам РЕЗ і повітряних (наземних) об'єктів;
- формування випадкових реалізацій заданого вектору ознак розпізнаваних сигналів, РЕЗ і/або повітряних об'єктів з урахуванням точностей і законів розподілення похибок вимірювання цих ознак;
- зміни розмірностей і складу вектору ознак в залежності від типу і структури досліджуваного алгоритму розпізнавання;
- візуального відображення РЕОО на цифровій карті місцевості.

Модуль аналізу структури і розпізнавання сигналів призначений для:

- розпізнавання імпульсних і безперервних сигналів;
- визначення виду модуляції і вимірювання параметрів безперервних сигналів;
- визначення виду внутрішньоімпульсної модуляції і вимірювання параметрів імпульсних сигналів, належності і параметрів перебудови несівної частоти і/або періоду повторення імпульсів і розпізнавання класу сигналу;
- формування вектору вимірюваних значень параметрів, що характеризують клас прийнятого сигналу.

Модулі розпізнавання РЕЗ і об'єктів включають в свій склад декілька різних процедур (алгоритмів) прийняття рішень і забезпечують:

- вибір виду досліджуваної процедури (алгоритму) прийняття рішення щодо вимірюваного вектору сигнальних ознак;
- порівняння вимірюваного вектору ознак імітованого об'єкту з еталонами розпізнаваних класів, що зберігаються в базі даних, і віднесення його за результатами цього порівняння у відповідності з обраним алгоритмом до одного з класів РЕЗ або об'єктів заданого алфавіту.

Модуль оцінки показників ефективності призначений для:

- реєстрації в кожному циклі розпізнавання істинної належності імітованих векторів ознак розпізнаваних сигналів, РЕЗ і/або об'єктів до того або іншого класу відповідного алфавіту;

- реєстрації рішень, прийнятих ІМС за результатами вирішення задачі розпізнавання;

- підрахунку числа правильних і помилкових рішень, прийнятих ІМС у процесі проведення експериментів по розпізнаванню сигналів, РЕЗ і об'єктів заданих алфавітів і визначення (розрахунку) заданих показників якості функціонування досліджуваних алгоритмів.

Модуль документування забезпечує формування повних відомостей про умови і результати досліджень ІМС.

Модуль комутації призначений для конфігурування структури досліджуваної ІМС – вибору модулів і алгоритмів та змінення режимів роботи ІМС у відповідності з введеними вихідними даними.

БД призначена для:

- інформаційного забезпечення виконання ІМС функцій розпізнавання заданих алфавітів сигналів, РЕЗ і об'єктів; перевірки можливості адаптації БД до заданого району і типам обслугованих користувачів;

- перевірки повноти і правильності організації БД, можливості її поповнення і корегування за результатами випробувань ІМС;

- інформаційної підтримки аналізу повітряної і наземної радіоелектронної обстановки в заданому районі.

Інтерфейс користувача ПК забезпечує:

- управління процесом моделювання;
- відображення на екрані монітору вихідних даних і результатів моделювання, режимів функціонування ІМС, складу і змісту розпізнаваних алфавітів і слівників сигнальних ознак, виду досліджуваного алгоритму і інших умов проведення експериментів;

- введення нових і редагування (корекцію) еталонних описів розпізнаваних видів сигналів, класів і типів РЕЗ і об'єктів в метриках ознак, що використовуються;

- вирішення задач розпізнавання сигналів, РЕЗ і/або об'єктів за допомогою оператора в діалоговому режимі;

- відображення (по запиту оператора) інформації про введені еталонні описи розпізнаваних алфавітів РЕЗ і/або об'єктів;
- введення значень апріорних ймовірностей появи розпізнаваних РЕЗ і/або об'єктів.

ІМС функціонує в режимах:

- розпізнавання класів випромінювань РЕЗ;
- розпізнавання класів об'єктів;
- сумісного розпізнавання класів випромінювань і класів РЕЗ;
- сумісного розпізнавання класів випромінювань і класів об'єктів;
- сумісного розпізнавання класів РЕЗ і об'єктів;
- сумісного розпізнавання класів випромінювань і класів РЕЗ і об'єктів.

Ці режими використовуються для незалежної або спільної оцінки ефективності реалізованих модулів і алгоритмів в залежності від різних умов: складу алфавітів класів, що розпізнаються, складу, точності вимірювання та інформативності ознак, виду використаних алгоритмів і інших. Для оцінки ефективності розпізнавання РЕЗ у залежності від виду алгоритму прийняття рішень в ІМС реалізовані статистичний, мінімуму відстані, логічний алгоритми. Ці алгоритми можуть досліджуватися як окремо (незалежно) один від іншого, так і спільно в різних сполученнях один з одним.

ІМС дозволяє реалізувати багаторазове повторення процесу розпізнавання сигналів, РЕЗ і об'єктів для кожного із класів заданого алфавіту. Перед початком чергової серії випробувань за допомогою ІО ПК обирається режим функціонування ІМС і вводяться необхідні вихідні дані, на основі яких модуль комутації виконує необхідні зміни в структурі і алгоритмах ІМС в цілому і формує необхідні команди для модулів імітатора, оцінки ефективності, документування і відображення результатів. Розглянемо методику дослідження ІМС у режимі спільного розпізнавання класів випромінювань і класів РЕЗ і об'єктів.

У модулі імітатора РЕОО формується модель вектора ознак випромінюваного сигналу шляхом завдання сукупності числових значень параметрів α_{iv} , які для РЕЗ (об'єктів) i -го класу генеруються як реалізації багатовимірної випадкової ве-

личини із заданим законом розподілення. Для цього по заданому номеру класу розпізнаваного РЕЗ або об'єкта із БД зчитуються еталонні (максимальне і мінімальне) значення його сигнальних ознак, по яким за допомогою датчика випадкових чисел формуються випадкові значення параметрів імітованого сигналу. Сформований випадковий вектор сигнальних ознак надходить на вхід ІМС. При цьому на виході модулю аналізу і розпізнавання сигналів (МАРС) формується вектор вимірних сигнальних ознак і рішення про клас прийнятого сигналу. Вектор вимірних сигнальних ознак надходить на вхід модуля розпізнавання джерел радіовипромінювань (МРД), на виході якого формується рішення про приналежність імітованого ДРВ до одного з класів РЕЗ заданого алфавіту.

Рішення про вид сигналу, клас РЕЗ, клас об'єкта, а також вимірні значення сигнальних ознак, сформовані у відповідних модулях, надходять на вхід модуля оцінки показників ефективності, модуля документування і інтерфейсу користувача для відображення на екрані монітора.

Оцінка ефективності алгоритмів і режимів ІМС проводиться шляхом підрахунку в МОПЕ відносного числа правильних і помилкових рішень при розпізнаванні РЕЗ. Для цього в модулі по заданому числу розпізнаваних класів формується відповідне число розрахунків для підрахунку числа результатів по кожному з розпізнаваних типів у серії з n статистичних випробувань. По закінченні серії експериментів зміст розрахунків видається в процедуру розрахунку ймовірностей правильних і помилкових рішень. Розраховане значення ймовірностей після кожної серії статистичних випробувань записуються у відповідний рядок матриці розміру $m \times n$. Генерування випадкових реалізацій сигнальних ознак РЕЗ або об'єктів всіх m розпізнаваних класів дозволяє сформувати матрицю оцінок ймовірностей розпізнавання, що видається в модуль документування і на екран монітору для відображення результатів.

3.2 Розробка інформаційно-моделюючої системи для оцінки ефективності комплексного розпізнавання радіовипромінювань, радіоелектронних засобів і об'єктів

3.2.1. Розробка процедур, алгоритмів та функціонального програмного забезпечення імітатора радіоелектронно-об'єктової обстановки

Для забезпечення ІМС вихідними даними розроблено імітатор радіоелектронно-об'єктової обстановки. Під радіоелектронно-об'єктовою обстановкою (РЕОО) розуміємо сукупність стаціонарних і рухомих об'єктів повітряного, наземного і морського розташування, а також радіовипромінювальних джерел, що належать цим об'єктам та знаходяться в певній просторово-частотно-часовій області.

До особливостей сучасної РЕОО можна віднести такі:

- велика кількість класів і режимів роботи ДРВ, а також об'єктів-носіїв;
- широкий частотний діапазон функціонування усієї сукупності ДРВ;
- наявність сигналів складної структури, особливо при використанні перспективних радіотехнологій;
- можлива непостійність (періодичність) роботи ДРВ;
- спотворення параметрів випромінювань в антенно-фідерних трактах і в атмосфері;
- наявність навмисних і не навмисних завад;
- висока динамічність обстановки, особливо при наявності рухомих об'єктів.

Перелічені вище особливості дозволяють пред'явити визначені вимоги до моделі РЕОО. Дана модель повинна надавати такі можливості:

- супровід баз даних випромінюючих об'єктів (їх розташування, класів, радіоелектронного обладнання), джерел радіовипромінювання (їх класів, режимів роботи) і сигнатур (параметрів) сигналів для кожного режиму роботи ДРВ;
- створення сценаріїв потрібної об'єктової обстановки (вибір класів об'єктів, їх початкових координат і параметрів руху);
- візуальне відображення динамічної обстановки на цифровій карті місцевості

(ЦКМ) в масштабі реального часу;

- генерування векторів параметрів сигналів в заданих точках простору з урахуванням режимів роботи ДРВ і положення об'єктів;
- зберігання в файлах на диску і читання з них створений сценаріїв обстановки;
- документування в файлі на диску і/або роздрукування на принтері візуального відображення поточної обстановки;
- видача необхідних даних віддаленим користувачам (мережева клієнт-серверна архітектура).

В ході проведених досліджень було визначено і реалізовано структуру імітатора РЕОО, взаємодію його основних модулів, розроблені відповідні БД, реалізовані способи створення і відображення динамічної обстановки за допомогою геоінформаційних технологій.

При завданні початкової обстановки на фоні цифрової карти місцевості (рис. 3.6) розташовуються об'єкти (з наявних в БД) і задаються параметри траєкторії рухомих об'єктів: вид, висота, швидкість й т.і. При запуску моделі здійснюється переміщення об'єктів у відповідності з заданими параметрами руху у масштабі реального часу відображенням на цифровій карті (рис. 3.7). Одночасно, в заданих точках простору формуються радіовипромінювання у відповідності з поточним режимом роботи ДРВ. При цьому враховуються еталонні параметри сигналів з БД, ступінь їх зашумлення і дальність поширення.

На рис. 3.8 показано узагальнений алгоритм переміщення $N_{\text{об}}$ об'єктів в масштабі реального часу. Для кожного i -го об'єкта задаються: x_i , y_i – координати (долгота, широта), град; V_i – швидкість, км/ч; α_i – курс, град, H_i – висота, м; BT_i , $P1_i$, $P2_i$ – вид і параметри траєкторії відповідно таблиці.

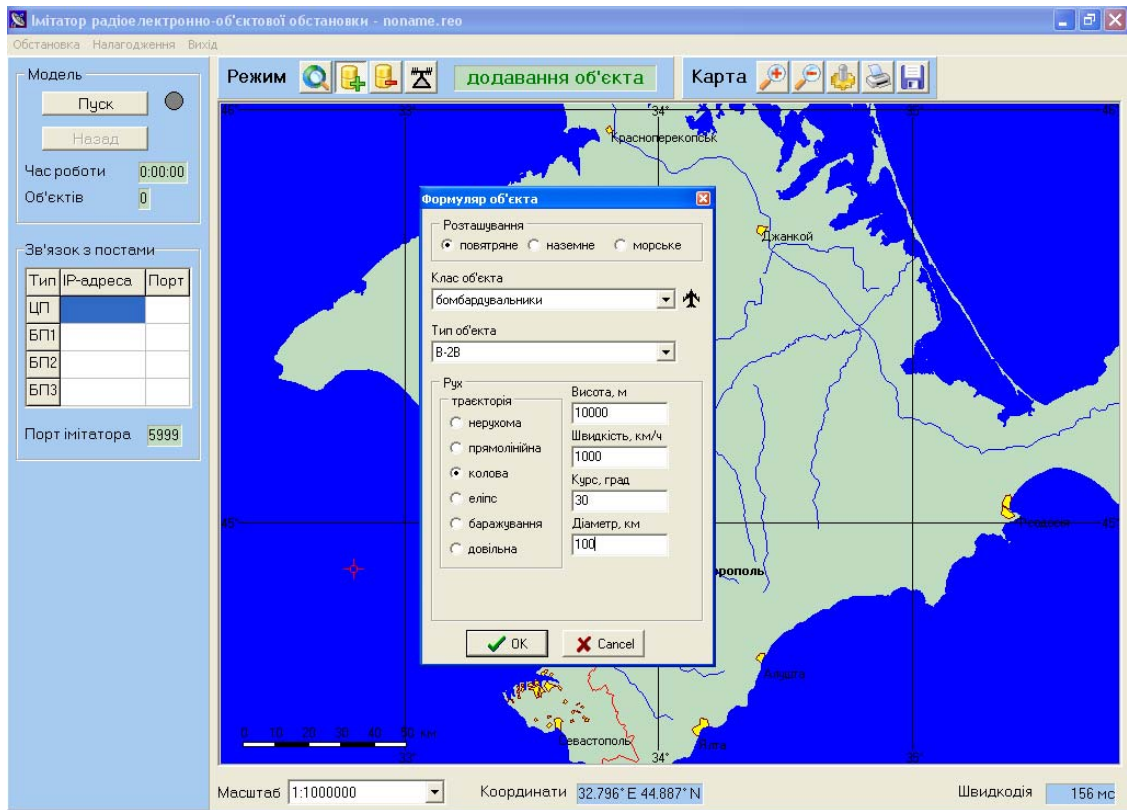


Рисунок 3.6 – Завдання початкової об'єктової обстановки

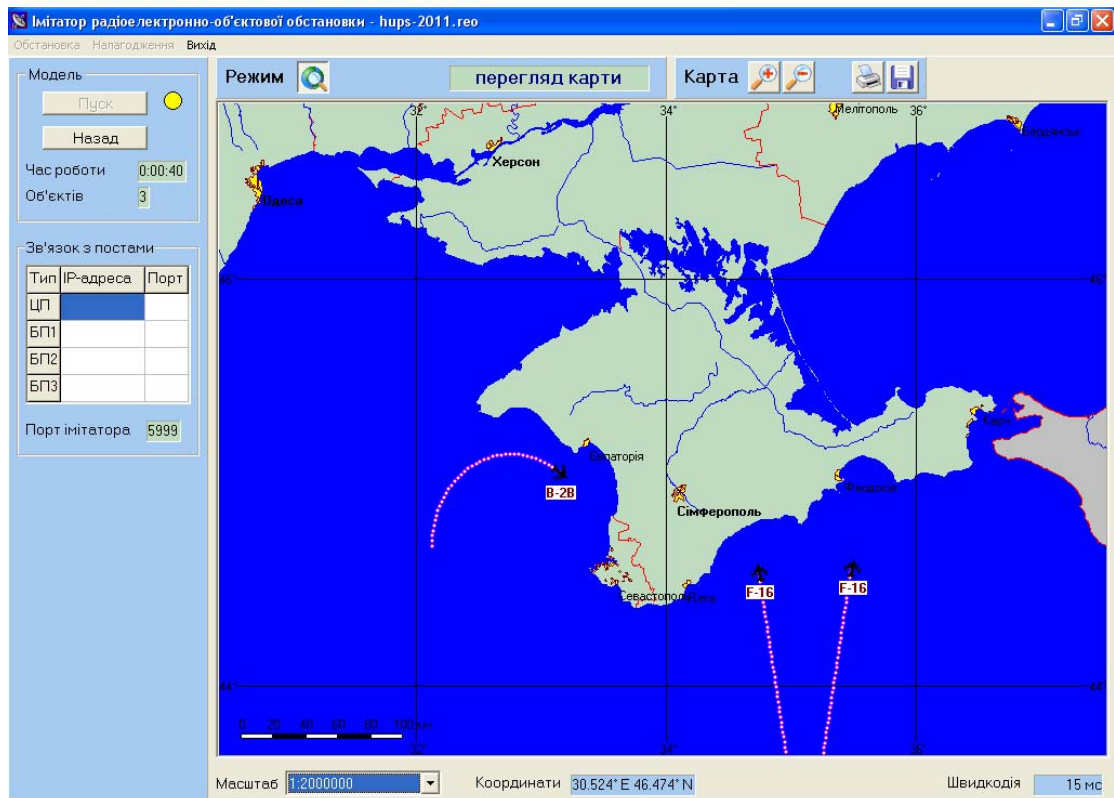
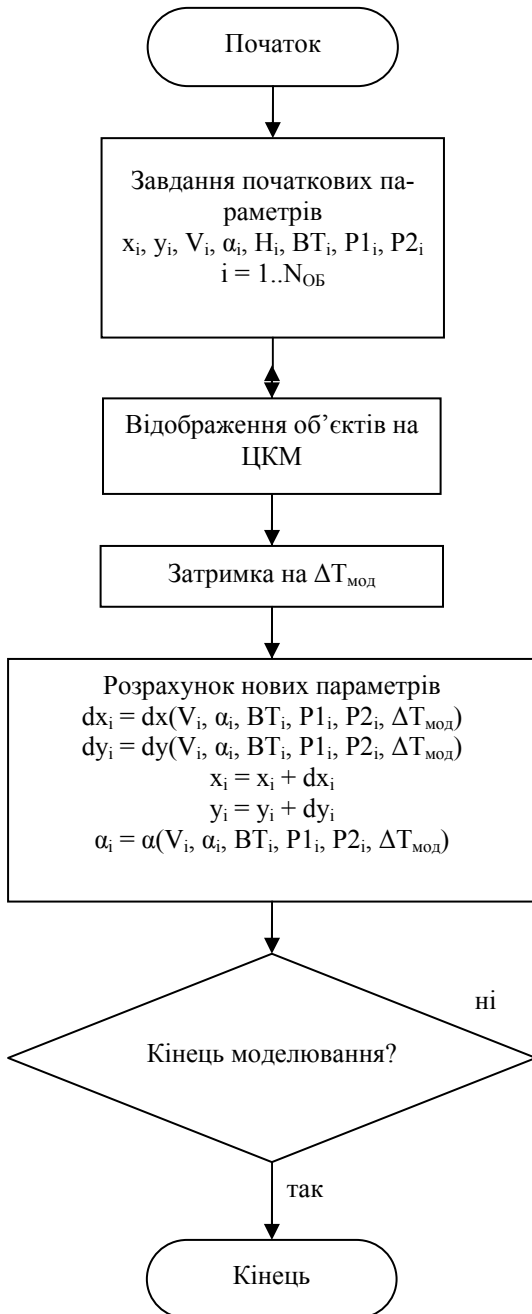


Рисунок 3.7 – Екран імітатора при роботі моделі

Таблиця 3.1 Види і параметри траєкторій, що відображаються.

Вид траєкторії ВТ	Параметр P1, км	Параметр P2, км
нерухома	–	–
прямолінійна	–	–
кругова	радіус	–
еліптична	мала вісь	велика вісь
баражування ("вісімка")	мала вісь	

Рисунок 3.8 -Узагальнений алгоритм переміщення об'єктів ($\Delta T_{\text{мод}}$ - крок моделі)

Розроблений імітатор вирішує задачі автоматизації процесів дослідження процедур і алгоритмів обробки координатної і сигнальної інформації по даним, що надходять від засобів радіовипромінювань.

Також імітатор РЕОО може бути використаний для автоматизації процесів дослідження систем розпізнавання ДРВ. Тоді імітатор не працює в масштабі реального часу, а виступає в якості джерела еталонних сигнатур сигналів, що видаються за командою програми-диспетчера. Така автоматизація дозволяє суттєво підвищити оперативність при дослідженні систем розпізнавання, зокрема, по вибору ефективних алгоритмів розпізнавання, визначенню достатнього словнику інформативних ознак і пред'явленню вимог до точності вимірювання параметрів сигналу.

Імітатор радіоелектронно-об'єктової обстановки має наглядний інтерфейс, зручне управління, широкі функціональні можливості і дозволяє:

- супроводжувати бази даних випромінюючих об'єктів, джерел радіовипромінювання, і сигнатур сигналів для кожного режиму роботи ДРВ;
- створювати довільні сценарії об'єктової обстановки;
- візуально відображати динамічну обстановку на цифровій карті місцевості в масштабі реального часу;
- генерувати вектори параметрів сигналів в заданих точках простору з урахуванням режимів роботи ДРВ і положення об'єктів;
- видавати необхідні дані віддаленим користувачам.

Розроблений імітатор може використовуватися для рішення ряду задач радіочастотного моніторингу, таких як оптимізація системи радіочастотного моніторингу (СРМ), підготовка операторів СРМ, створення високоефективних систем розпізнавання і супроводу джерел радіовипромінювання.

Розроблена комп'ютерна модель радіоелектронно–об'єктової обстановки створена на баз сучасних інформаційних технологій. Дана модель дозволяє імітувати різну поведінку радіовипромінювальних об'єктів в масштабі реального часу, зміну режимів роботи джерел радіовипромінювання, що на них знаходяться, а також задавати різні параметри випромінюваних радіосигналів.

3.2.2 Функціональне програмне забезпечення оцінки, відображення та реєстрації результатів моделювання в ІМС

Вмістом процесу обробки інформації у системі розпізнавання є аналіз і розпізнавання випромінювань у заданій смузі частот, виявлення ознак, властивих різнотипним радіоелектронним засобам, віднесення радіоелектронного засобу, що спостерігається, до того або іншого типу за обраним алфавітом.

Розроблена імітаційно–моделююча система оцінки ефективності розпізнавання є ієрархічною за структурою і має декілька рівнів обробки:

- а) розпізнавання сигналів;
- б) розпізнавання джерел;

- в) сумісне розпізнавання сигналів і джерел;
- г) віднесення розпізнаного джерела до радіовипромінюючого об'єкту.

Кожен рівень має суттєві особливості (ознаки опису, методи класифікації).

Управління роботою імітаційно–моделюючої системи розпізнавання здійснюється за допомогою основного меню і інструментальної панелі, розташованих у верхній частині головного вікна інтерфейсу (рис.3.9). Основне меню містить команди "Режим", "Звіт", "Тести" і "Вихід".

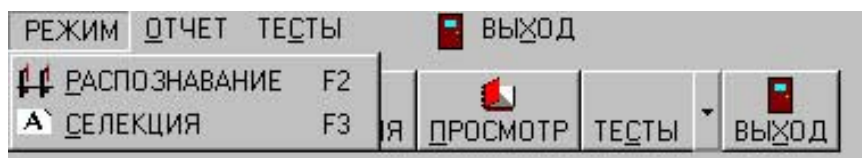


Рисунок 3.9 – Вид головного вікна при виборі пункту "Режим" основного меню.

Вибір режиму роботи системи (розпізнавання сигналів, джерел радіовипромінювань і їх сполучень) і віднесення розпізнаних джерел до радіовипромінюючих об'єктів здійснюється оператором у вікні "Вибір режиму" (рис.3.10).

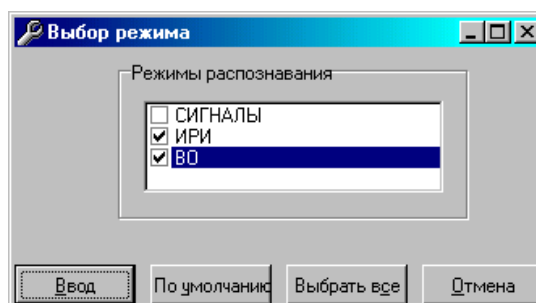


Рисунок 3.10 – Вікно вибору режимів розпізнавання.

У режимі СИГНАЛИ оператором задається алфавіт видів сигналів, які розпізнаються, та їх параметри (ознаки) (рис. 3.11, 3.12).

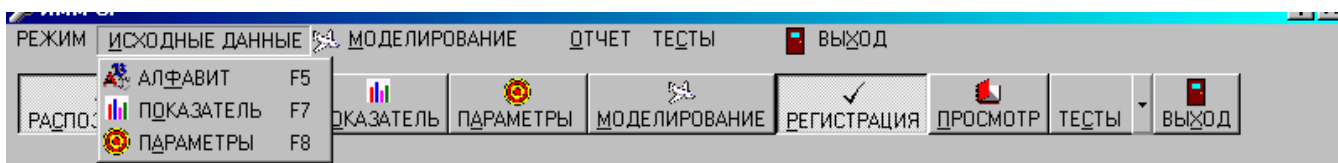


Рисунок 3.11 – Вид головного вікна у режимі "Сигнали"

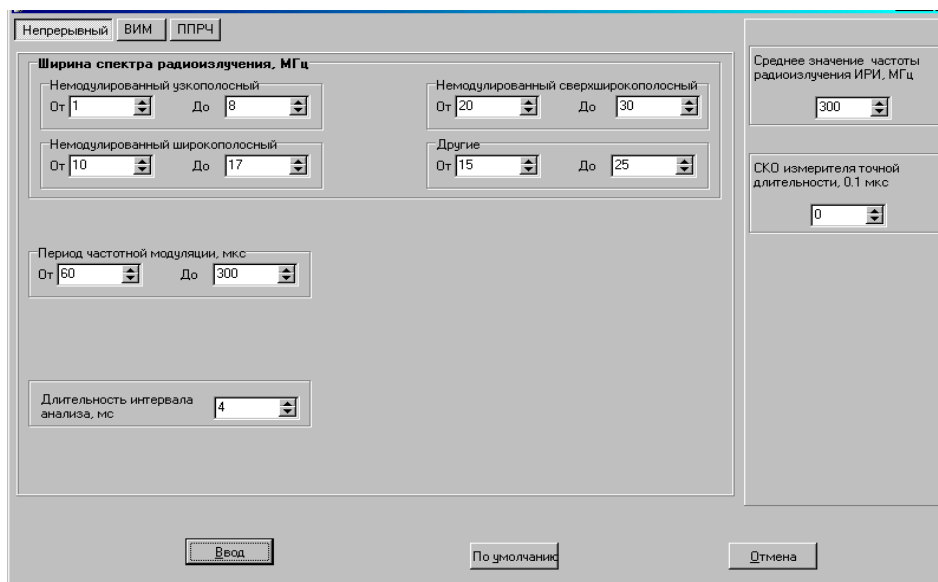


Рисунок 3.12 – Вікно установки параметров (ознак) сигналов.

У режимі ДРВ за допомогою кнопок "Алгоритм", "Алфавіт", "Словник", "Показник" і "Параметри" (Рис. 3.13, 3.14) задаються необхідні початкові дані для вирішення конкретного завдання розпізнавання.

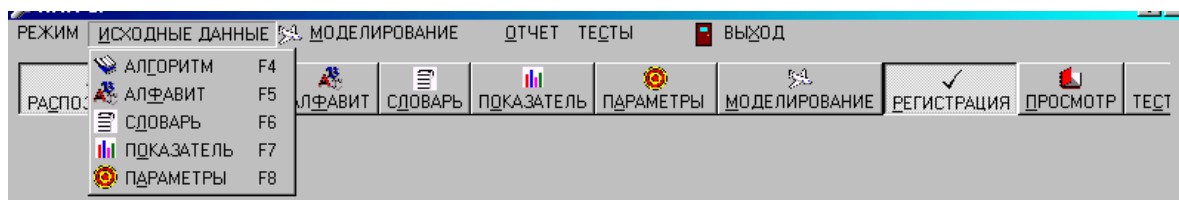


Рисунок 3.13 – Фрагмент виду головного вікна у режимі ДРВ

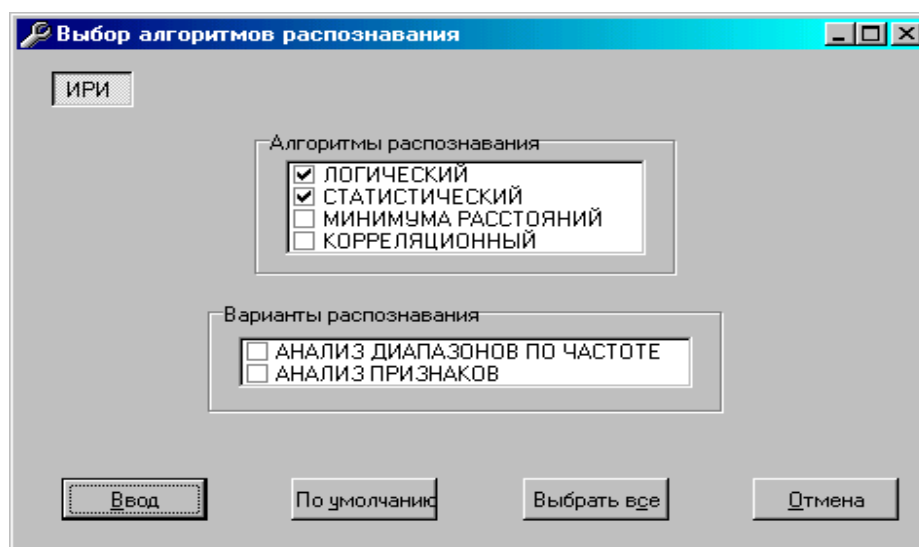


Рисунок 3.14 – Вікно вибору алгоритмів розпізнавання ДРВ

У режимі ВИБІР АЛГОРИТМУ РОЗПІЗНАВАННЯ обирається відповідний алгоритм розпізнавання або їх сукупність.

Розроблена ІМС дозволяє:

- адаптувати системи розпізнавання до району функціонування шляхом вибору відповідних необхідних фрагментів еталонних описів з бази даних;
- навчати системи розпізнавання, а також рішення задач у діалоговому режимі за участю оператора (експерта);
- за допомогою зручного інтерфейсу задавати режими роботи системи розпізнавання, початкові дані й установки, необхідні для вирішення конкретного завдання в конкретній обстановці;
- оцінювати якісні показники розпізнавання і ефективність.

3.2.3 Вибір найбільш ефективного алгоритму розпізнавання джерел радіовипромінювань

Для здійснення в ІМС процедури розпізнавання були проведені дослідження по порівнянню алгоритмів розпізнавання (АР). Дослідження проводились з метою вибору алгоритму для вирішення задачі розпізнавання:

- одного або декількох алгоритмів з вищенаведених;
- процедури об'єднання рішень різних алгоритмів і вибору найбільш достовірного рішення.

Кожний АР містить:

- процедуру звернення до еталонної бази даних (ЕБД);
- процедуру обчислення і запам'ятовування значень сукупності достатніх статистик відповідного виду, обчислених для всіх лічених еталонів класів, що розпізнаються, заданого алфавіту;
- процедуру порівняння обчислених статистик і прийняття рішення про належність ДРВ або об'єкта до того класу, якому відповідає найбільше (або найменше) значення достатньої статистики.

Формування вектору ознак здійснювалось за допомогою процедури ототожнювання за результатами аналізу радіоелектронної обстановки. Результати цього ототожнювання визначають склад вектора і вид процедури обробки, якій повинен підлягати сформований вектор ознак для прийняття рішення про клас ДРВ, що розпізнається.

Для порівняльної оцінки ефективності розпізнавання ДРВ за параметрами випромінюваних сигналів були обрані логічний, статистичний і алгоритм розпізнавання за мінімумом відстані. У якості вхідного вектора вимірюваних ознак ДРВ невідомого типу використовувався вектор, який містить вісім параметрів, що приймали у процесі експерименту випадкові значення:

$$A_{\text{вим}} = \{f_{0\text{вим}}, \Delta f_{0\text{вим}}, \tau_{i\text{вим}}, \Delta \tau_{i\text{вим}}, T_{i\text{вим}}, \Delta T_{i\text{вим}}, F_{\text{двим}}, \Delta F_{\text{двим}}\},$$

де $f_{0\text{вим}}$ – середнє значення несівної частоти,

$\Delta f_{0\text{вим}}$ – діапазон перестроювання несівної частоти від імпульсу до імпульсу,

$\tau_{i\text{вим}}$ – середнє значення тривалості випромінюваних імпульсів,

$\Delta \tau_{i\text{вим}}$ – діапазон вимірювання тривалості випромінюваних імпульсів від послідовної до послідовної,

$T_{i\text{вим}}$ – середнє значення періоду повторення імпульсів,

$\Delta T_{i\text{вим}}$ – величина діапазону вобуляції (перебудови) періоду проходження імпульсів,

$F_{\text{двим}}$ – середнє значення внутрішньоімпульсної девіації частоти (ширини спектру) сигналу,

$\Delta F_{\text{двим}}$ – діапазон змінення внутрішньоімпульсної девіації частоти від імпульсу до імпульсу.

Еталонні описи ДРВ, що розпізнавалися, включали описи параметрів випромінювань 213 режимів роботи 73 різних типів ДРВ, які задавалися у вигляді інтервалів $(\alpha_{v\text{min}}, \alpha_{v\text{max}})$ значень параметрів сигналів (словника сигнальних ознак), де $\alpha_{v\text{min}}, \alpha_{v\text{max}}$ – мінімальне і максимальне значення v -ї ознаки, $v=1, \dots, 8$.

Кожний тип ДРВ, описаний одним або декількома (по числу режимів роботи) еталонними описами $A^E(\alpha)$ конкретних значень обраного словника ознак α_i , $i = 1, \dots, m$, де m – число типів ДРВ, що розпізнаються.

Вектор еталонного опису r -го режиму j -го типу ДРВ i -го класу має вид:

$$A_{ijr}^E(\alpha) = \left\{ f_{0ijr}^{\min}, f_{0ijr}^{\max}, \Delta f_{0ijr}^{\min}, \Delta f_{0ijr}^{\max}, \tau_{ijr}^{\min}, \tau_{ijr}^{\max}, \Delta \tau_{ijr}^{\min}, \Delta \tau_{ijr}^{\max}, T_{ijr}^{\min}, T_{ijr}^{\max}, \Delta T_{ijr}^{\min}, \Delta T_{ijr}^{\max}, F_{dijr}^{\min}, F_{dijr}^{\max}, \Delta F_{dijr}^{\min}, \Delta F_{dijr}^{\max} \right\}$$

У таблиці 3.2 наведений фрагмент еталонного опису класів ДРВ, що розпізнаються, та містяться в еталонній базі даних ДРВ і об'єктів.

Формування значень ознак вхідного вектору здійснюється шляхом випадкового вибору за допомогою рівномірного датчика випадкових чисел номера еталонного опису $A_{ijr}^E(\alpha)$ режиму випромінювання одного з розпізнаваних типів ДРВ, що представлені в експериментальній базі даних (БД), і обчислення значень параметрів вхідного вектора за формулами:

$$\begin{aligned} f_0 &= f_{0ijr}^{\min} \left(f_{0ijr}^{\max} - f_{0ijr}^{\min} \right) \delta; & \Delta f_0 &= \Delta f_{0ijr}^{\min} \left(\Delta f_{0ijr}^{\max} - \Delta f_{0ijr}^{\min} \right) \delta; \\ \tau_i &= \tau_{ijr}^{\min} \left(\tau_{ijr}^{\max} - \tau_{ijr}^{\min} \right) \delta; & \Delta \tau_i &= \Delta \tau_{ijr}^{\min} \left(\Delta \tau_{ijr}^{\max} - \Delta \tau_{ijr}^{\min} \right) \delta; \\ T_i &= T_{ijr}^{\min} \left(T_{ijr}^{\max} - T_{ijr}^{\min} \right) \delta; & \Delta T_i &= \Delta T_{ijr}^{\min} \left(\Delta T_{ijr}^{\max} - \Delta T_{ijr}^{\min} \right) \delta; \\ F_d &= F_{dijr}^{\min} \left(F_{dijr}^{\max} - F_{dijr}^{\min} \right) \delta; & \Delta F_d &= \Delta F_{dijr}^{\min} \left(\Delta F_{dijr}^{\max} - \Delta F_{dijr}^{\min} \right) \delta; \end{aligned}$$

де δ – випадкове число, розподілене за рівномірним законом на інтервалі (0..1).

Таблиця 3.2 – Фрагмент еталонного опису класів джерел радіовипромінювань

Тип ДРВ	f_0^{\min}, f_0^{\max} , ГГц	$\Delta f_0^{\min}, \Delta f_0^{\max}$ МГц	$\tau_i^{\max}, \tau_i^{\min}$, мкс	$\Delta \tau_i^{\max}, \Delta \tau_i^{\min}$, мкс	T_i^{\min}, T_i^{\max} , мкс	$\Delta T_i^{\min}, \Delta T_i^{\max}$, мкс	F^{\min}, F^{\max} , МГц	$\Delta F^{\min}, \Delta F^{\max}$, МГц
№0	9,0-10,0	10-50	1-10	0,1-0,2	1000-2000	40-100	2,0-3,0	0,1-0,2
№1	9,345-9,41	0-10	0,5-0,6	0,01-0,02	665-667	0-2	1-2	0,1-0,2
№2	8,0-10,0	10-40	9,0-11	1-2	475-525	10-50	1-2	0,1-0,2
№3	8,9-9,2	0-10	1,8-2,2	0,1-0,2	3030-3333	10-30	1-2	0,1-0,2
№4	9,5-9,8	10-30	19-21	1-2	1625-1725	50-100	4,0-5,0	1-2
№5	9,0-9,9	0-10	6,0-6,5	0,1-0,2	435-455	10-40	2-3	1-2
№6	9,335-9,415	0-10	3,0-3,5	0,1-0,2	2498-2502	0-4	1-2	3,0-5,0
№7	15,35-17,25	0-10	0,3-0,5	0,01-0,02	499- 501	0-2	1-2	1-2
№8	9,2-9,7	0-10	1,2-3,6	0,01-0,02	400-1350	10-60	1-2	1-2
№9	16,4-16,63	0-10	0,8-1,2	0,01-0,02	1388-1390	0-2	10-20	3,0-5,0
№10	2,85-2,91	0-10	1,9-2,1	0,01-0,02	3331-3335	0-4	1-2	0,1-0,2
№11	9,335-9,405	0-10	1,9-2,1	0,1-0,2	2220-2224	0-4	1-2	0,1-0,2
№12	0,41-0,46	10-20	5-19	1-2	4444-4651	40-200	1-2	0,01-0,02
№13	9,32-9,43	0-10	0,4-0,7	0,1-0,2	1249-1251	0-2	1-2	0,1-0,2
№14	3,175-3,425	0-10	80-84	1-2	8475-9009	20-466	1-2	1,0-1,5

Потім у кожному k -му циклі імітації здійснювалося генерування випадкових значень параметрів вхідного вектору ознак із заданими значеннями помилок вимірювання за формулами:

$$\begin{aligned}
 f_0[k] &= f_0 + \sigma_f \mu[k]; & \Delta f_0[k] &= \Delta f_0 + \sigma_{\Delta f} \mu[k]; \\
 \tau_i[k] &= \tau_i + \sigma_{\tau} \mu[k]; & \Delta \tau_i[k] &= \Delta \tau_i + \sigma_{\Delta \tau} \mu[k]; \\
 T_i[k] &= T_i + \sigma_T \mu[k]; & \Delta T_i[k] &= \Delta T_i + \sigma_{\Delta T} \mu[k]; \\
 F_D[k] &= F_D + \sigma_F \mu[k]; & \Delta F_D[k] &= \Delta F_D + \sigma_{\Delta F} \mu[k];
 \end{aligned}$$

де μ – випадкове число, розподілене за нормальним законом з нульовим математичним очікуванням та одиничною дисперсією,

$\sigma_f, \sigma_{\Delta f}, \sigma_{\tau}, \sigma_{\Delta \tau}, \sigma_T, \sigma_{\Delta T}, \sigma_F, \sigma_{\Delta F}$ – задані значення СКВ вимірювання сигнальних ознак (параметрів сигналу, що імітується),

$k = 1, \dots, N$, N – задане число прогонів моделі (кількість циклів імітації).

В результаті у k -му циклі імітації здійснювалось формування вектора випадкових ознак ДРВ наступного виду:

$$A_{im}[k] = \{f_0[k], \Delta f_0[k], \tau_i[k], \Delta \tau_i[k], T_i[k], \Delta T_i[k], F_d[k], \Delta F_d[k]\}.$$

Прийняття рішення про належність вхідного вектора до одного з розпізнаваних типів ДРВ для кожного з алгоритмів, що досліджуються, здійснювалося по величині достатніх статистик, які обчислюються за наступними формулами:

а) для статистичного алгоритму [79]:

$$\gamma(A_{вим}) = \arg \max_{i=1 \dots M} \max_{j=1 \dots m_i} \max_{r=1 \dots n_{ij}} \prod_{v=1}^N \varphi_{ijr}(A_{вим}),$$

де M – число класів, m_i – число типів, n_{ij} – число режимів ДРВ;

$$\varphi_{ijr}(\alpha) = \frac{1}{\alpha_{ijr,v}^{\max} - \alpha_{ijr,v}^{\min}} \left[\Phi \left(\frac{\alpha_{ijr,v}^{\max} - \alpha_{v,вим}}{\sigma_v} \right) - \Phi \left(\frac{\alpha_{ijr,v}^{\min} - \alpha_{v,вим}}{\sigma_v} \right) \right],$$

якщо еталонна ознака є «інтервальною», та за формулою:

$$\varphi_{ijr}(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{ijr,v}} e^{-\frac{(\alpha_{v,вим} - \alpha_{ijr,v})^2}{2\sigma_{ijr,v}^2}},$$

якщо еталонна ознака є «точковою»;

де $\Phi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ – інтеграл імовірності (функція Лапласа),

$$u = \frac{\alpha_v - \alpha_v^*}{\sigma_v} \text{ – аргумент функції Лапласа;}$$

б) для логічного алгоритму:

$$\begin{aligned} \gamma(A_{\text{ВИМ}}) = \arg \max \{ & (f_{0\min}[i, j] \leq f_{0\text{ВИМ}} \leq f_{0\max}[i, j]) \& (\Delta f_{0\min}[i, j] \leq \Delta f_{0\text{ВИМ}} \leq \Delta f_{0\max}[i, j]) \& \\ & \& (\tau_{i\min}[i, j] \leq \tau_{\text{ВИМ}} \leq \tau_{i\max}[i, j]) \& (\Delta \tau_{i\min}[i, j] \leq \Delta \tau_{\text{ВИМ}} \leq \Delta \tau_{i\max}[i, j]) \& \\ & \& (T_{i\min}[i, j] \leq T_{\text{ВИМ}} \leq T_{i\max}[i, j]) \& (\Delta T_{i\min}[i, j] \leq \Delta T_{\text{ВИМ}} \leq \Delta T_{i\max}[i, j]) \& \\ & \& (F_{\text{д}\min}[i, j] \leq F_{\text{д}\text{ВИМ}} \leq F_{\text{д}\max}[i, j]) \& (\Delta F_{\text{д}\min}[i, j] \leq \Delta F_{\text{д}\text{ВИМ}} \leq \Delta F_{\text{д}\max}[i, j]) \} \end{aligned} \quad (3.23)$$

в) для алгоритму мінімуму відстані:

$$\gamma(A_{\text{ВИМ}}) = \arg \min_{\substack{i=1 \dots M \\ j=1 \dots m}} \sum_{v=1}^N \frac{(\alpha_{\text{ВИМ}} - \alpha_{ijv})}{\sigma_v^2},$$

де σ_v^2 – дисперсія помилки вимірювання v -го параметру.

В останньому випадку вхідний вектор (3.23) порівнювався з еталонними векторами виду

$$A_{ijk}^E = \{ f_{0ijk} \cdot \Delta f_{0ijk} \cdot \tau_{iijk} \cdot \Delta \tau_{iijk} \cdot T_{iijk} \cdot \Delta T_{iijk} \cdot F_{\text{д}ijk} \cdot \Delta F_{\text{д}ijk} \}$$

формування яких здійснювалося шляхом заміни інтервальних значень відповідних параметрів їх середніми значеннями: $f_{0ijk} = \frac{1}{2}(f_{0ijk}^{\max} + f_{0ijk}^{\min})$ й т. і.

Обчислення достатніх статистик здійснювалося за результатами статистичної обробки результатів розпізнавання при подачі на входи алгоритмів, що досліджуються, випадкового вектору сигнальних ознак ДРВ i -го типу шляхом багаторазової імітації його значень за нормальним законом с заданими значеннями дисперсії σ_v^2 .

Вихідні ефекти всіх трьох алгоритмів нормувались відносно їх максимальних значень і відображались на графіці в межах $\pm r$ кроків відносно номера того типу ДРВ, якому відповідає максимальне значення розрахованої статистики.

Графіки достатніх статистик, що формуються статистичним (зелена лінія), логічним (червона лінія) і алгоритмом мінімуму відстані (синя лінія) при подачі на їх входи одного й того ж випадкового вектора сигнальних ознак при значеннях помилок $\sigma_f=1,0$ МГц, $\sigma_\tau=1$ мкс, показані на рис. 3.15. Ці графіки дають наочну уяву як про ефективність алгоритмів, які досліджуються, так і про інформативності та степені перетину еталонних описів типів ДРВ, що розпізнаються, на обраній мові сигнальних ознак.

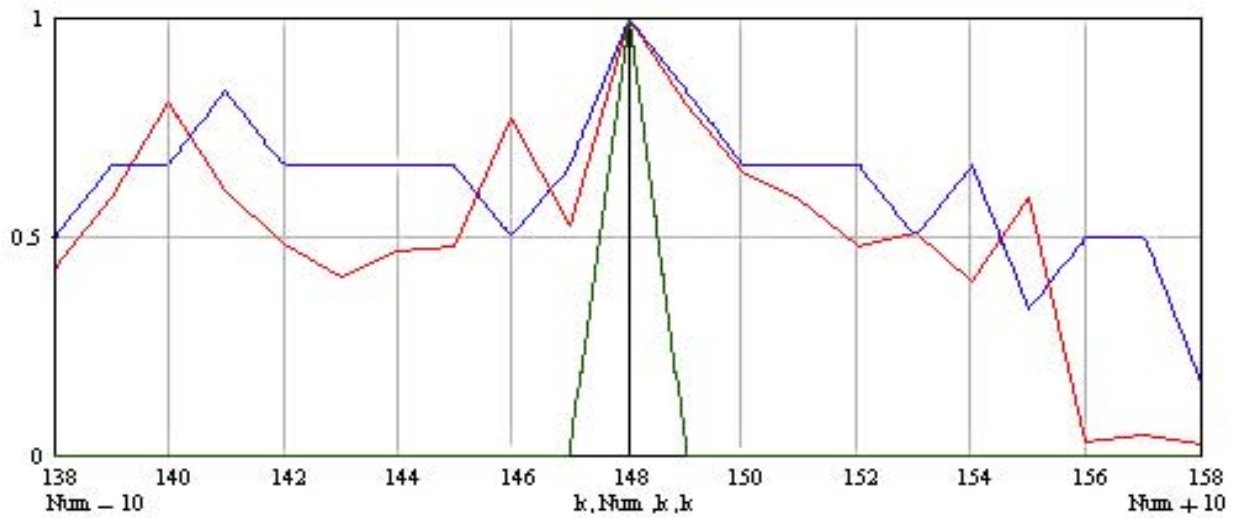


Рисунок 3.15 – Графіки достатніх статистик при $\sigma_f=1,0$ МГц

Для порівняння на рис. 3.16 наведені результати розрахунків вихідних ефектів цих же алгоритмів при $\sigma_f=0,1$ МГц, $\sigma_\tau=1$ мкс і $\sigma_T=1$ мкс.

Проведені дослідження показали, що при використанні словника сигнальних ознак інтервального типу найбільш ефективним (стосовно правильності і однозначності класифікації ДРВ, що пред'являються) є статистичний алгоритм розпізнавання.

Менш ефективним є логічний алгоритм, який в деяких випадках видає неоднозначні рішення, що складаються з декількох (правильного й близького до нього) типів ДРВ.

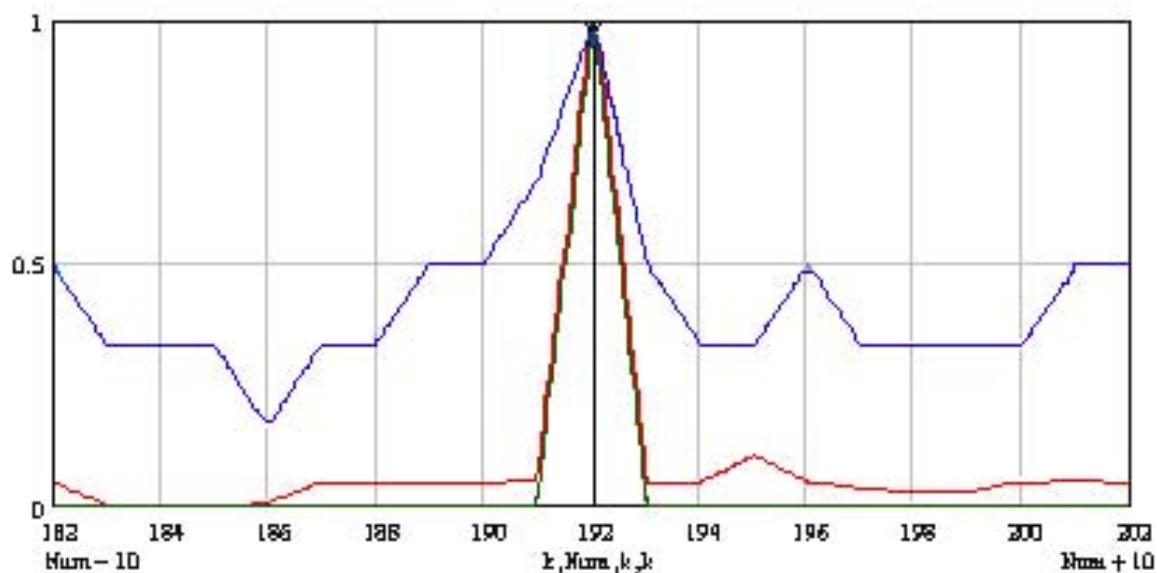


Рисунок 3.16 – Графіки достатніх статистик при $\sigma_f=0,1$ МГц

При достатньо великих помилках вимірювання параметрів сигналів логічний алгоритм і алгоритм розпізнавання по мінімуму відстані мають більші рівні бічних викидів, що приводить до помилкових рішень.

При зменшенні помилок вимірювання параметрів випромінювань (ознак) рівні бічних викидів логічного алгоритму зменшуються, а його ефективність наближається до ефективності статистичного алгоритму.

Найменшою ефективністю у даному випадку відзначається алгоритм розпізнавання по мінімуму відстані, який достатньо часто видає помилкові рішення.

Таким чином, при розробці системи розпізнавання ДРВ одним із важливіших питань є вибір найбільш ефективного алгоритму, який забезпечує мінімальний відсоток помилкових рішень при заданому словникові сигнальних ознак. Проведені дослідження показали, що даним вимогам в найбільшому ступені відповідають статистичний і логічний алгоритми. При цьому логічний алгоритм більш простий в реалізації і при високій точності вимірювань ознак має перевагу перед статистичним алгоритмом по швидкодії.

Застосування викладеного підходу до вибору найбільш ефективного алгоритму для експертної системи розпізнавання ДРВ дозволяє отримати орієнтовні оцінки ефективності на ранніх стадіях розробки даної системи та суттєво скоротити тим самим ризик появи помилок на наступних етапах проектування.

3.2.4 Вибір показників оцінки ефективності і дослідження ефективності ІМС в залежності від факторів, які впливають на процес розпізнавання.

Ефективність розпізнавання ДРВ залежить від інформативності ознак, що входять у склад обраного алфавіту класів, і точності їх вимірювання (параметрів прийнятого сигналу). У зв'язку з цим актуальною є задача пред'явлення обґрунтованих вимог до точності вимірювання параметрів сигналів ДРВ [80].

Дослідження впливу інформативності і точності вимірювання параметрів сигналів на ефективність розпізнавання типів і режимів роботи ДРВ проводилось методом імітаційно-математичного моделювання. Ефективність розпізнавання ДРВ оцінювалась часткою правильних рішень відносно всіх спроб системи розпізнавання розпізнати тип і режим роботи невідомого ДРВ по виміряному вектору параметрів (сигнальних ознак) прийнятого сигналу.

У процесі моделювання досліджувались сигнатури, які містили шість основних параметрів вектора виміряних параметрів: середнє значення несівної частоти f_0 , середнє значення тривалості випромінюваних імпульсів τ_i , середнє значення періоду повторення імпульсів T_i , середнє значення тривалості пачок випромінюваних імпульсів τ_n , середнє значення періоду повторення імпульсів T_n і ознака $\Pi_{\text{вм}}$ виду модуляції прийнятого сигналу.

Для кожного типу і режиму роботи ДРВ з використанням вказаних сигнатур були складені еталонні описи, які зберігалися у базі даних. При цьому кожний параметр сигналу v_i , $i=1..6$ в цій еталонній базі даних був представлений інтервалом можливих значень сигнатур сигналів $[v_{i \text{ min}}, v_{i \text{ max}}]$.

Оцінка впливу інформативності та точності вимірювання параметрів сигналів на ефективність розпізнавання типів і режимів роботи ДРВ проводилась методом статистичного моделювання, для чого з інтервалу $[v_{i \text{ min}}, v_{i \text{ max}}]$ еталонної бази даних по рівномірному закону обиралась сигнатура сигналу.

Кожний параметр сформованої вибірки випадковим чином «зашумлювався» за нормальним законом із середньоквадратичним відхиленням, що відповідає точності вимірювання даного параметра засобом радіоконтролю. Сформований вектор N

раз пропускався через математичну модель алгоритму розпізнавання і підраховувалася кількість правильних рішень розпізнавання даного сигналу серед загальної кількості всіх спроб. У якості математичних моделей при дослідженні міри близькості сформованого вектора і еталонів сигнатур, що зберігаються в БД, використовувалися три визначених в п. 1.4 даного звіту алгоритму: статистичний, логічний і мінімуму відстані.

Вплив інформативності і точності вимірювання параметрів сигнатур σ_v на ефективності вказаних алгоритмів оцінювалась функцією

$$E_{\text{сер}} = \varphi(A, \sigma_v),$$

де $\varphi(A, \sigma_v) = \varphi(\alpha_v^{\text{вим}}, \sigma_v, \alpha_{iv}^{\text{min}}, \alpha_{iv}^{\text{max}}$ – достатня статистика, яка характеризує міру близькості v -го параметра вимірюного сигналу до відповідного параметру i -ої еталонної сигнатури сигналу) при використанні алгоритму A .

Рішення про належність вимірюного вектора ознак до одного з еталонних описів приймалось у відповідності з вирішальним правилом:

$$R_A = \arg \min_{i=1 \dots N_E} \max F(\varphi_{A,i,v}).$$

Достатні статистики і вирішальне правило обчислювалися по формулам:

а) для статистичного алгоритму розпізнавання:

$$\varphi_{\text{ст } iv} = \frac{1}{\alpha_{iv}^{\text{max}} - \alpha_{iv}^{\text{min}}} \left[\Phi \left(\frac{\alpha_{iv}^{\text{max}} - \alpha_{iv}^{\text{вим}}}{\sigma_v} \right) - \Phi \left(\frac{\alpha_{iv}^{\text{min}} - \alpha_{iv}^{\text{вим}}}{\sigma_v} \right) \right], R_{\text{cm}} = \arg \max_v \prod_{i=1}^{\Omega} \varphi_{\text{cm } iv};$$

де $\Phi(\cdot)$ – інтеграл імовірності;

б) для логічного алгоритму розпізнавання:

$$\varphi_{\text{лог iv}} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } \alpha_v^{\text{вим}} \in (\alpha_{iv}^{\text{min}}, \alpha_{iv}^{\text{max}}); \\ 0, & \text{якщо } \alpha_v^{\text{вим}} \notin (\alpha_{iv}^{\text{min}}, \alpha_{iv}^{\text{max}}); \end{cases} \quad R_{\text{лог}} = \arg \max_v \sum_{v=1}^{\Omega} \varphi_{\text{лог iv}};$$

б) для алгоритму розпізнавання по мінімуму відстані:

$$\varphi_{\text{мв iv}} = \frac{\left(\alpha_{iv}^{\text{вим}} - \frac{\alpha_{iv}^{\text{max}} + \alpha_{iv}^{\text{min}}}{2} \right)^2}{\sigma_v}; \quad R_{\text{мв}} = \arg \max_v \sum_{v=1}^{\Omega} \varphi_{\text{мв iv}}.$$

Критерій ефективності алгоритмів розпізнавання, що досліджуються, на основі експертних оцінок обраний рівним $E_A \geq 0,9$.

Результати дослідження впливу інформативності і точності вимірювання параметрів сигналів на ефективність різних алгоритмів розпізнавання типів і режимів роботи ДРВ наведені на рис. 3.17 – 3.21, на яких представлені графіки функції $E_{\text{сер}} = \varphi(A, \sigma_v)$, отримані по результатам моделювання для різних сполучень параметрів сигналів і різних значень точності їх вимірювання (червоним кольором на графіках представлені результати функціонування статистичного алгоритму, синім кольором – результати логічного алгоритму, і зеленим кольором – результати функціонування алгоритму по мінімуму відстані).

Узагальнені результати дослідження впливу інформативності і точності вимірювання параметрів сигналів на ефективність різних алгоритмів розпізнавання типів і режимів роботи ДРВ надані в табл. 3.3.

Таблиця 3.3 – Вплив інформативності і точності вимірювання параметрів сигналів на ефективність їх розпізнавання

Найменування параметру	Точність вимірювання параметрів	Значення вагового коефіцієнту
Частота, МГц	0,5 – 10	0,63 – 0,70
Тривалість імпульсу, мкс	0,05 – 0,5	0,29 – 0,47
Період проходження імпульсів, мс	0,001 – 0,01	0,19 – 0,31
Тривалість пачки імпульсів, мс	0,05 – 1	0,17 – 0,25
Період проходження пачок імпульсів, с	0,100 – 1	0,15 – 0,18

Експериментальні дослідження показали, що найбільшу ефективність має статистичний алгоритм. Близьким до нього за ефективністю є логічний алгоритм. Розроблена методика дозволяє обрати найбільш ефективний алгоритм розпізнавання і пред'явити обґрунтовані вимоги до точності вимірювання параметрів контрольованих РЕЗ в апаратурі контролю на етапі проектування.

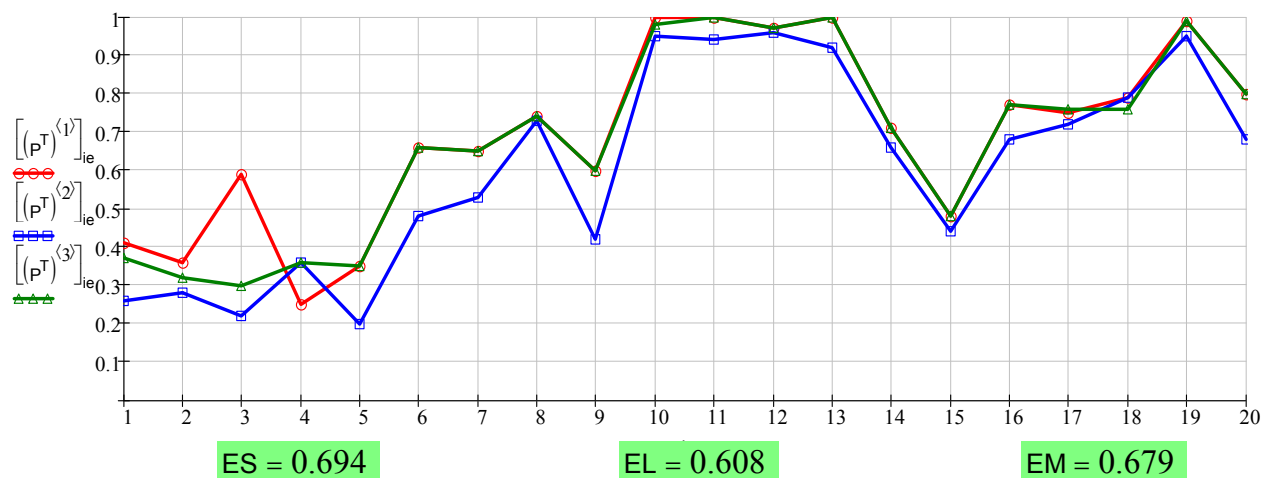


Рисунок 3.17 – Вид функції $E_{сер} = \varphi(A, \sigma_v)$ при використанні у якості ознаки частоти сигналів, що приймаються

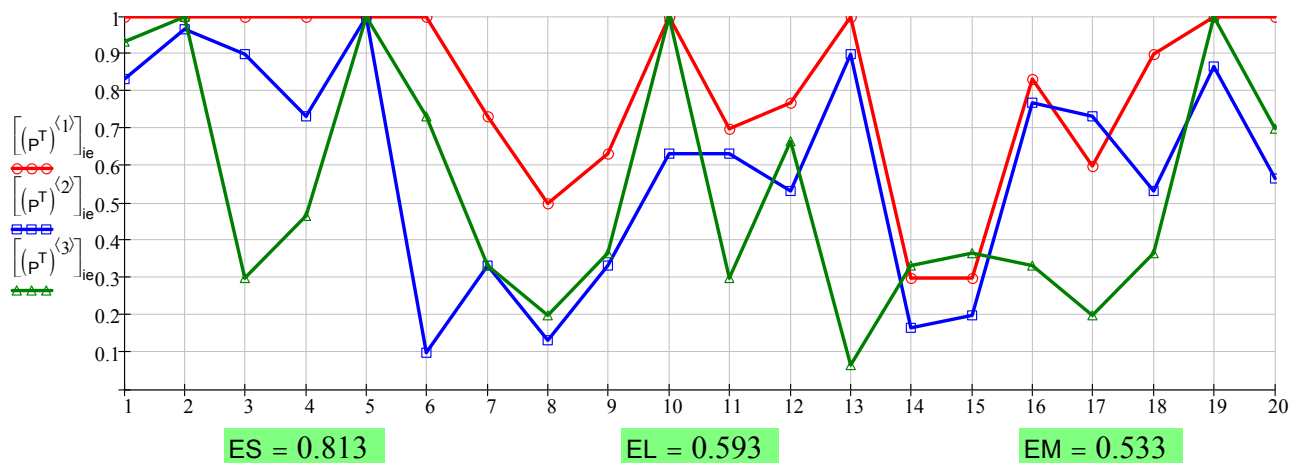


Рисунок 3.18 – Вид функції $E_{\text{сер}} = \varphi(A, \sigma_v)$ при використанні у якості ознаки тривалості і періоду проходження імпульсів в сигналах, що приймаються

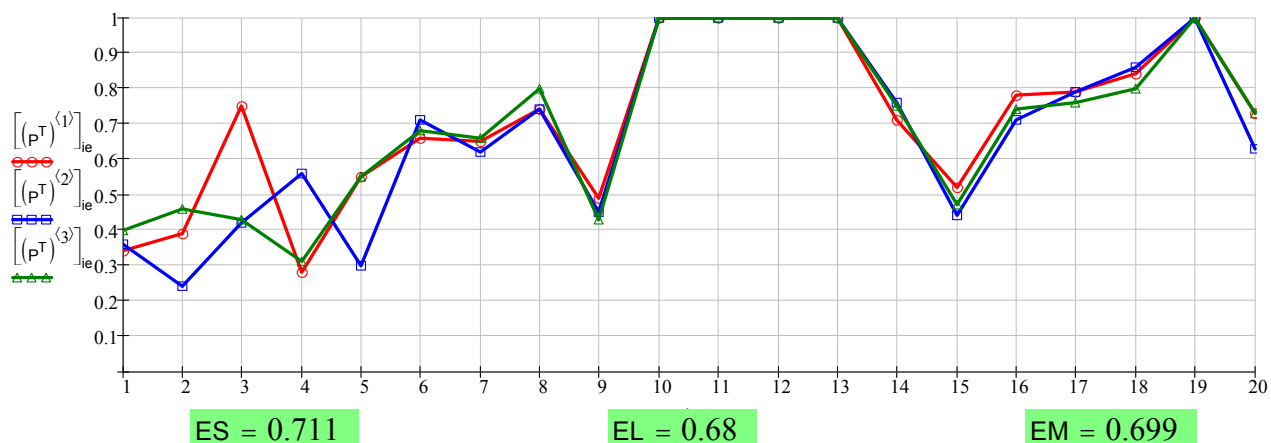


Рисунок 3.19 – Вид функції $E_{\text{сер}} = \varphi(A, \sigma_v)$ при використанні у якості ознаки частоти, тривалості і періоду проходження імпульсів в сигналах, що приймаються

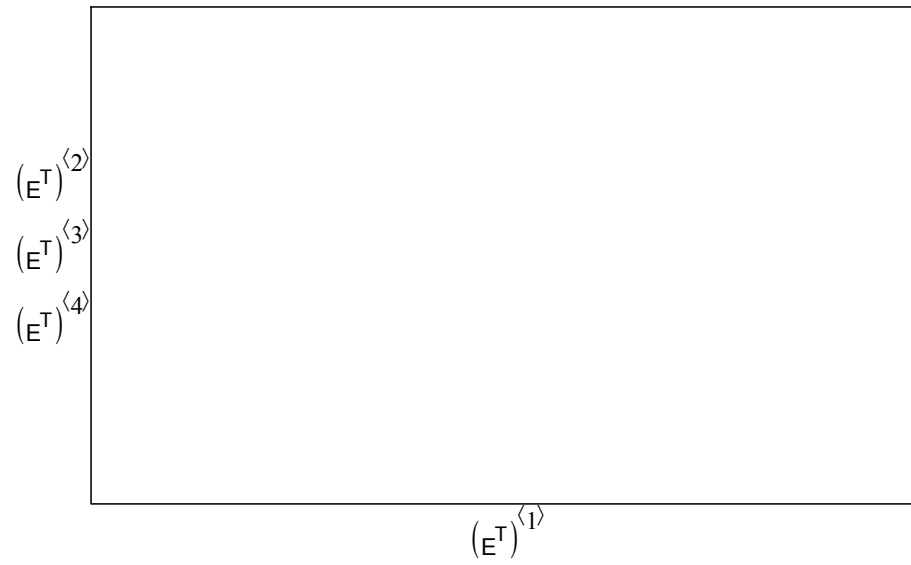


Рисунок 3.20 – Залежність ефективності розпізнавання від точності вимірювання несівної частоти

Рисунок 3.21 – Залежність ефективності розпізнавання від i_e точності вимірювання часових параметрів

РОЗДІЛ 4 ТЕХНОЛОГІЇ ТА ЗАСОБИ НАДАННЯ ІНТЕГРОВАНИХ ПОСЛУГ ЗВ'ЯЗКУ, НАВІГАЦІЇ ТА СПОСТЕРЕЖЕННЯ В МЕРЕЖАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ НАСТУПНОГО ПОКОЛІННЯ

Стандарти мобільного зв'язку наступного покоління 3GPP LTE повинні підтримувати здатність визначати місцеположення абонента (навігація), що дозволяє розробку нових і інноваційних послуг на основі навігації [90 – 95]. Передбачається можливість виділити і повідомити в стандартному форматі, наприклад, географічні координати, поточне місцеположення терміналів абонентів (спостереження) і зробити інформацію доступною (зв'язок) для споживача, мобільного телефону, оператора мережі, постачальника послуг, користувачів, які призначаються постачальником послуг і для внутрішніх дій (PLMN).

Вибір специфікацій GSM EDGE з існуючих стандартів цифрового стільникового зв'язку (CDMA та інші) зумовлено тим, що це Європейський стандарт, який дозволяє розвивати систему у глобальних масштабах. У труднодоступних гірських та морських районах система може доповнюватися супутниковими засобами зв'язку, оскільки дальність від мобільної станції до базової станції у відповідності до специфікацій GSM не може перевищувати 35км. Найважливішим кроком стане вдосконалення модуля ідентифікації і захисту рухомого абонента. Стандарт GSM – достатньо гнучка технологія доступу до мереж зв'язку загального користування і корпоративних мереж. Крім того, GSM може підтримувати IP-технології і інші режими, включаючи пакетну комутацію в віртуальній мережі. В архітектурі, заснованій на серверах, функції мережі зводяться виключно до забезпечення надійної транспортної мережі.

Стандартний інтерфейс API (Applications Programming Interface) дозволяє програмному забезпеченню (Сервер), запущеному на комп'ютері провайдера сервісу, взаємодіяти з абонентськими терміналами (Клієнт). Послуги виконуватимуться на периферії мережі, незалежно від її структури. Причому нові послуги можна буде створювати і впроваджувати достатньо швидко, без значних

витрат і змін в структурі базової мережі. Функції транспортної мережі можуть бути забезпечені мобільною мережею типу GSM (UMTS), або фіксованої мережі. Єдина вимога до подібної мережі – це підтримка загального інтерфейсу системи API, який дозволить використовувати широку різноманітність прикладних програм і типів терміналів, а також підтримає заходи щодо захисту передачі інформації, складання рахунків, інформаційну службу і сервісне управління. Широкий діапазон послуг, що надаються UMTS, включаючи рухомий глобальний доступ до Internet, буде ключовим провідником швидкого розвитку системи. Для оптимізації продуктивності мережі необхідно забезпечити велику гнучкість абонентської структури і сервісного управління.

Як альтернатива можуть бути розглянуті транкінгові мережі, наприклад, стандарту TETRA. Система стандарту TETRA (транс'європейська система транкінгового зв'язку) є сукупність специфікацій, розроблених ETSI і що визначають цифрову систему. Стандарт TETRA базується на технічній ідеології GSM. Стандарт TETRA включає дві специфікації: TETRA Voice + Data (TETRA V+D) і TETRA Packet Data Optimized (TETRA PDO). TETRA V+D - це стандарт на інтегровану систему передачі мови і даних, TETRA PDO - стандарт, що описує спеціальний варіант, орієнтований тільки на передачу даних.

Радіочастотний інтерфейс стандарту TETRA припускає роботу в стандартній сітці частот з кроком 25 кГц. Для систем стандарту TETRA можуть використовуватися діапазони від 150 МГц до 900 МГц, проте реально в країнах Європи виділені частоти в діапазонах частот 410-430 МГц, 870-876/915-921 МГц, або в діапазонах частот 450-470 МГц, 385-390/395-399,9 МГц. Дуплексне рознесення для систем стандарту TETRA повинне складати 10 МГц. У радіоканалі використовується відносна фазова модуляція типу DQPSK.

Наявність в стандарті специфікацій на шлюз з ISDN і PDN забезпечує можливість взаємодії із зовнішніми системами передачі даних. Специфікація стандарту TETRA не накладає обмежень на архітектуру мережі зв'язку. Завдяки модульному принципу побудови можуть бути реалізовані різноманітні конфігурації мереж з різною географічною протяжністю. Проте існують недоліки, які не дозволяють за-

стосувати в ДПС систему транкінгового зв'язку. Оскільки системи транкінгового зв'язку мають значно меншу місткість, ніж стільникові, вони принципово не можуть стати системами мобільного масового зв'язку.

4.1 Аналіз архітектур мереж мобільного зв'язку для надання інтегрованих послуг зв'язку, навігації та спостереження

При розробці системи 3G у Європі в основному використовувалися технічні рішення, уже отримані для мереж стандарту GSM, з наступних двох причин: технологія GSM була домінуючою на європейському ринку мобільного зв'язку й у розвиток мереж GSM були вкладені гігантські інвестиції, що вимагали їхньої якнайшвидшої окупності. Крім того, майбутня система 3G повинна мати повний опис і технічні вимоги у вигляді відкритих стандартів, так само як і система GSM. Система повинна мати також додаткові переваги відносно всіх аспектів системи GSM. У всіх системах мереж 3G повинні підтримуватися мультимедійні й інші послуги.

Радіочастотний доступ системи 3G повинен забезпечувати високу пропускну здатність і одержати поширення в усьому світі. Вимоги до пропускну здатності системи 3G повинні перевищувати вимоги до вузькосмугових мобільних мереж GSM і широкосмугових стаціонарних мультимедійних мереж.

Послуги, надавані кінцевим користувачам мереж 3G, не повинні залежати від особливостей побудови й використання технології радіочастотного доступу, а обрана архітектура мережі — обмежувати впровадження нових послуг зв'язку. Технологічна платформа й послуги повинні бути взаємозалежні, мати відкриту структуру.

Для реалізації цих вимог, у рамках європейської дослідницької програми «Перспективні технології й послуги зв'язку» (ACTS) проекту «Перспективні системи широкосмугового множинного радіочастотного доступу» (FRAMES) була проведена всебічна оцінка різних технологій множинного доступу з метою вибору технології інтерфейсу радіочастотного доступу для європейського стандарту системи

3G системи UMTS. Основним завданням проекту FRAMES була розробка концепції радіочастотного інтерфейсу й пропозицій для стандартизації системи UMTS. У процесі роботи над радіочастотним інтерфейсом для системи UMTS європейські виробники устаткування зв'язку запропонували робочій групі SMG2 технічні комітети з мобільному зв'язку ETSI п'ять концепцій:

W-CDMA – множинний доступ з кодовим розподілом каналів та широкою смугою;

OFDMA – ортогональний множинний доступ із частотним розподілом каналів;

W-TDMA – множинний доступ з часовим поділом каналів широкою смугою;

TDMA/CDMA – множинний доступ з кодовим і часовим розподілом каналів та широкою смугою;

ODMA – множинний доступ із гнучкими можливостями.

Процес розвитку стандарту GSM знайшов відбиття в декількох релізах, результатом яких стала розробка наступних технологій передачі даних і мови.

HSCSD – висока швидкість передачі даних комутованими каналами. Технологія заснована на об'єднанні чотирьох часових інтервалів для збільшення швидкості передачі даних до 57,6 кбіт/с (14,4x4 кбіт/с). При її використанні збільшення швидкості передачі даних одного абонента відбувається за рахунок каналних ресурсів інших абонентів. Ця технологія була першим кроком у напрямку збільшення швидкості передачі даних для впровадження нових послуг передачі даних.

GPRS – пакетна передача даних загального призначення. Технологія заснована на передачі даних в мережі із комутацією пакетів паралельно з передачею мови в режимі комутації каналів і забезпечує передачу даних зі швидкістю до 115 кбіт/с. Для технології GPRS на відміну від технології HSCSD була потрібна розробка нових терміналів, що підтримують цю технологію: термінали класу А одночасно могли підтримувати абонентський потік даних у режимах комутації пакетів і каналів; термінали класу В могли підтримувати абонентський потік даних або в режимі комутації пакетів, або в режимі комутації каналів; термінали класу С могли підтримувати абонентський потік даних тільки в режимі комутації пакетів.

EDGE – підвищена швидкість передачі даних для еволюції GSM. Технологія заснована на передачі даних в мережі з комутацією пакетів, а збільшення швидкості передачі даних забезпечується за рахунок введення нового методу модуляції 8PSK (8x48 кбіт/с). При цьому в мережі забезпечується швидкість передачі даних до 384 кбіт/с, а ширина смуги випромінювання GSM сигналу (200 кГц), структура кадру й структура логічних каналів залишаються незмінними. Канали й ретранслятори, які повинні виконувати функцію EDGE, працюють або в режимі GSM/GPRS, або в режимі EDGE. Це дозволяє операторам мереж GSM робити поряд із традиційними послугами зв'язку 2G послуги зв'язку, реалізовані в мережах 3G.

Подальший розвиток стандарту GSM пішов шляхом інтеграції технології EDGE у нову систему радіочастотного доступу GERAN, яку характеризують як альтернативний розвиток систем 2G на шляху до системи 3G. Було вирішено включити технічні специфікації на GERAN у майбутні випуски стандарту UMTS – як варіант реалізації об'єднаних мереж GSM/UMTS і не розробляти як самостійні релізи стандарту GSM.

Згідно випуску 99 система UMTS (рис. 4.1) базувалася на мережних доменах, що забезпечують комутацію каналів при роботі з підсистемами мереж GSM останньої версії, і на доменах, що забезпечують пакетну комутацію в базовій мережі CN для підсистеми GPRS. Тому базова мережа CN системи UMTS традиційно містить у собі базу даних (регістр) місця розташування абонентів HLR, центр керування й комутації MSC/VLR, сполучений з базою даних подорожуючих абонентів VLR, шлюз GMSC (для керування з'єднаннями з комутацією каналів), вузли SGSN і GGSN (для керування з'єднаннями з комутацією пакетів), а також систему перевірки автентичності й контролю доступу абонентів AuC.

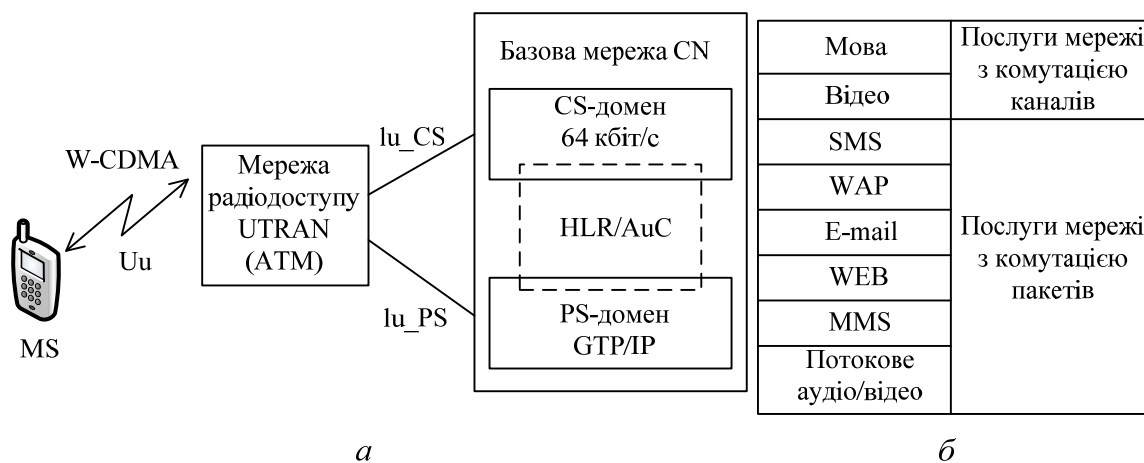


Рисунок 4.1 – Архітектура (а) і послуги (б) системи UMTS

Випуск 99 – це технологія, що забезпечує транспортну мережу між елементами мережі радіочастотного доступу UTRAN, була використана технологія асинхронної передачі даних АТМ. Швидкість передачі в домені базової мережі з комутацією каналів (CS домен) в UMTS склала 64 кбіт/с, а домен з комутацією пакетів (PS домен) був побудований на технології IP з використанням протоколу GTP.

Розробка випуску 99 на систему UMTS проходила в той час, коли послуги мережі Інтернет ставали усе більше популярними й технологія, заснована на IP протоколі, стала використовуватися для передачі не тільки даних, але й мови, відео й т.д. Передача мовних послуг поверх IP протоколу у звичайних фіксованих мережах зв'язку надала можливість впровадження в мережі мобільного зв'язку новітніх технологічних досягнень передачі мови VoIP. Внаслідок цього виникла нова парадигма – створення й розвиток мультисервісних мереж зв'язку.

Відповідною відповіддю на це стрімке впровадження IP протоколу в мережі фіксованого зв'язку стали випуски стандарту UMTS, що пішли за випуском 99, головною метою яких була послідовна трансформація системи UMTS у систему, повністю інтегровану в мережу IP і що дозволяє співіснувати двом різним мережам, побудованим на основі базової мережі з комутацією каналів і базової мережі з комутацією пакетів.

Технологія 3GPP LTE Advanced, яка реалізує еволюційну довгострокову перспективу LTE являє собою останній крок в напрямку 4-го покоління (4G) радіочастотних технологій, спрямованих на збільшення якості та швидкості мобільних те-

лефонних мереж. Коли нинішнє покоління мобільних мереж електрозв'язку всі разом відомі як 3G (для третього покоління), технологія LTE пропонується на ринку як 4G. Більшість великих операторів мобільного зв'язку в США та деякі оператори у всьому світу оголосили про плани почати перетворення своїх мереж за допомогою технології LTE у 2009 році. Технологія LTE являє собою набір аксесуарів для мережі UMTS, які введені в випуску 8 стандартів проекту 3GPP в грудні 2008 року. Багато чого в випуску 8 зосереджено на прийнятті 4G мобільних комунікаційних технологій, включаючи плоску мережеву архітектуру, засновану на застосуванні Інтернет протоколу.

Випуск 8 специфікації бездротового інтерфейсу E-UTRA планувався для використання операторами UMTS при розгортанні своїх бездротових мереж. Важливо відзначити, що випуск 8 призначений не тільки для використання на інтерфейсі E-UTRA, а також для звуженого використання над будь-якими іншими мережами IP, в тому числі WIMAX і WIFI, і навіть для дротових мереж.

Запропонована E-UTRAN система використовує метод доступу OFDMA в лінії зв'язку DL і доступ FDMA на одній несучій SC-FDMA для каналу UL вверх і застосовує просторову обробку сигналів MIMO, яка використовує до чотирьох антен на станцію. В схемі кодування транспортних блоків застосовано турбінне кодування і внутрішнє чергування на основі ортогональних поліномів QPP.

Використання ортогонального мультиплексування на основі частотного розділу каналів OFDM в системі, в якій доступний спектр поділяється на безліч несучих, кожен на іншій частоті, кожний з яких це частина сигналу, дозволяє E-UTRAN бути більш гнучким у своїх використаннях спектру, ніж попередні CDMA системи 3G. Мережа CDMA потребує великих блоків спектру на кожній несучій для підтримки високих темпів передавання чипів, і так максимізується ефективність. Будівництво радіостанцій, які здатні впоратися з різною швидкістю передавання чипів (і шириною спектру) є більш складним, ніж створення радіостанції, що може тільки відправляти й одержувати пакеті одного розміру, зазвичай в CDMA системах стандартизувалися обидва типа. Стандартизація фіксованих фрагментів спектру має наслідки для операторів, які розгортають системи: занадто вузький фрагмент спектру

буде означати, що ефективність та максимальна пропускна здатність на трубку страждають; занадто широкий фрагмент спектру, і виникають питання розгортання для операторів, які мають вузький спектр.

Технологія LTE підтримує як FDD так і TDD режими. В час коли FDD використовує парні спектри для лінії вверху і вниз, які розділені пробілом між дуплексними частотами, технологія TDD це альтернативне застосування тих же спектральних ресурсів, що використовуються для ліній вверху і вниз, розділених захисним інтервалом часу. Кожен спосіб має свої власні рамки, в структурі LTE і їх відповідність один з одним, це означає, що аналогічне обладнання може бути використано в базових станціях і терміналі для економії масштабу. У режимі TDD технологія LTE поєднується з TD-SCDMA та дозволяє їх співіснування.

4.2 Принципи побудови універсальної мережі мобільного зв'язку для надання інтегрованих інформаційних послуг

Мережі мобільного зв'язку UMTS третього покоління надають клієнтам безліч нових послуг (рис. 4.2), які здатні істотно підвищити як доходи операторів, так і доходи виробників мережного устаткування й телефонів.

З'являється новий вид діяльності – надання інформаційних послуг (контенту) за замовленням користувача. Крім того, за допомогою мереж 3G можна передавати більші обсяги інформації з високими швидкостями (табл. 4.1).

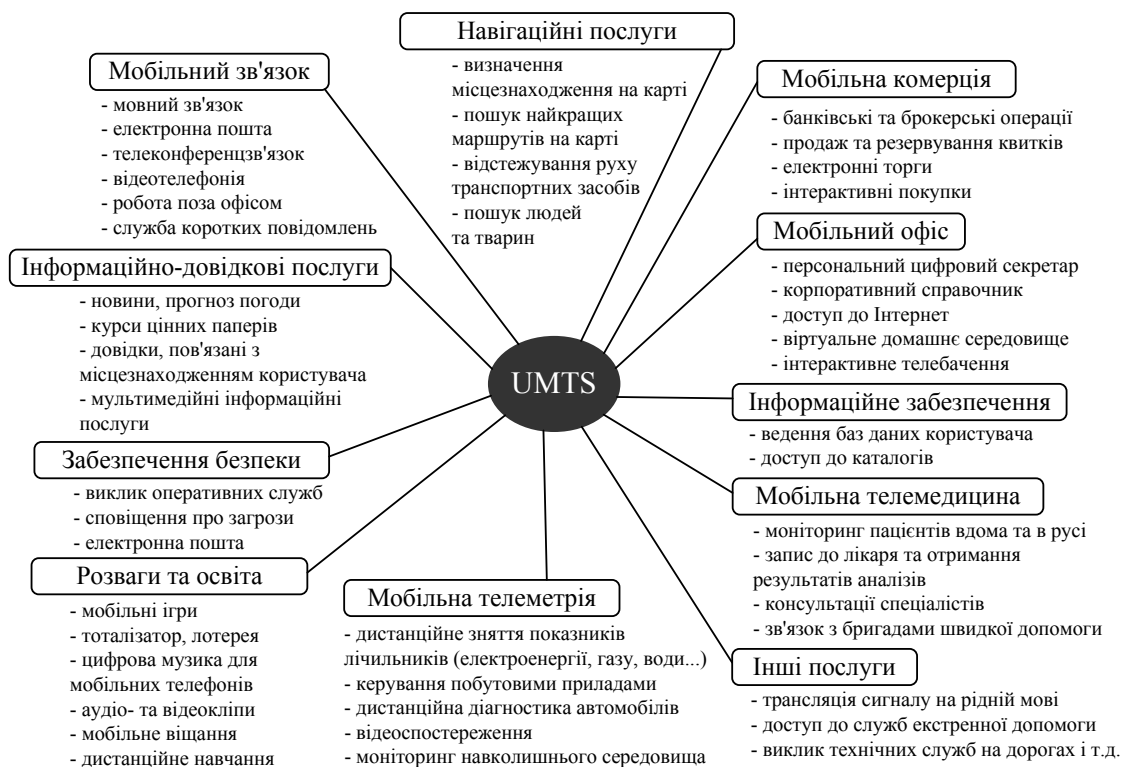


Рисунок 4.2 – Нові види послуг мереж UMTS

Таблиця 4.1 – Послуги мереж UMTS

Послуги мереж UMTS	Швидкість передачі даних, кбіт/с	Середня тривалість повідомлення, с	Режим роботи	Пояснення
Голос, голосова пошта	4...32	60	Комутація каналів	Голосовий зв'язок
SMS, визначення місця розташування	9,6...14,4	30	Комутація пакетів	Обмін даними з низькою швидкістю
Робота з мережею ISDN	до 64	156	Комутація каналів	Передача даних від(к) абонентів мереж ISDN
Відео телефонний зв'язок, передача зображень і більших обсягів інформації	128...134	144	Комутація каналів	Інтерактивний обмін мультимедійними даними
Робота з мережею Інтернет і Інтранет	384...2048	14...53	Комутація пакетів	Асиметрична передача мультимедійних даних

Це дозволить одержати якісно новий рівень зв'язку й на його основі сформу-вати глобальний інформаційний простір, доступ до якого не залежить від місця ро-

зташування абонента. Внаслідок цього мобільний телефон стає не тільки засобом голосового спілкування, але й багатофункціональним пристроєм.

Концепція архітектури мережі UMTS як багаторівневої ієрархічної системи припускає об'єднання фізичних рівнів системи на основі доменів (структурних підсистем) і об'єднання її функціональних рівнів на основі вертикальних площин і горизонтальних рівнів. Розподіл мережі UMTS на домени (рис. 4.3) є результатом виконання вимог щодо забезпечення еволюції існуючої мережної інфраструктури, наприклад інфраструктури GSM, N-ISDN, B-ISDN або PDN. Для взаємодії між доменами мережі UMTS вводяться опорні точки входу й виходу підсистем, що погоджують підсистеми в єдину систему за сукупністю стандартизованих вхідних і вихідних інформаційних, технічних і мережних параметрів.

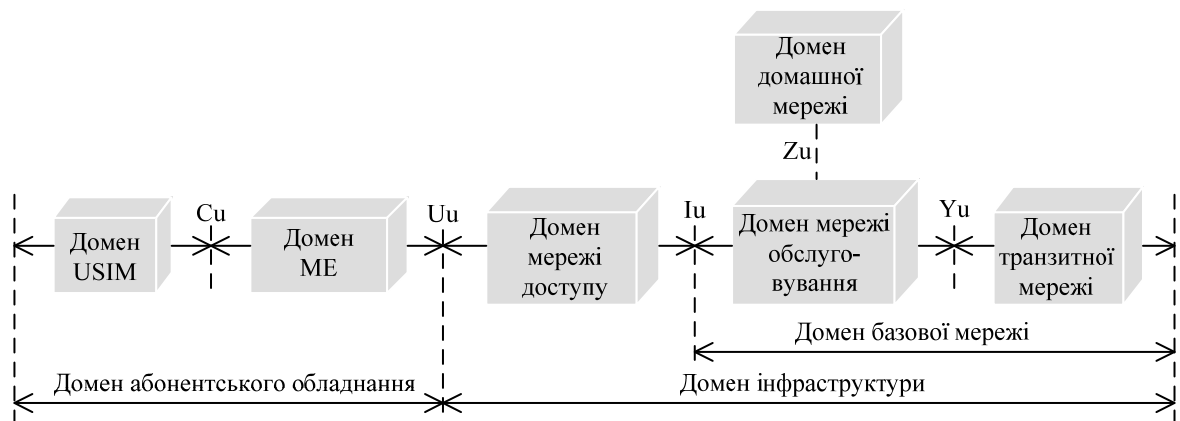


Рисунок 4.3 – Доменна структура мережі UMTS

Сукупність опорних точок мережі UMTS містить: C_u — опорну точку між доменом модуля ідентифікації абонента (USIM) і доменом устаткування рухомого зв'язку (ME); I_u — опорну точку між доменом мережі доступу й доменом базової мережі; U_u — опорну точку між доменом абонентського устаткування й доменом інфраструктури; Y_u — опорну точку між доменом мережі надання послуг й доменом транзитної мережі; Z_u — опорну точку між доменом мережі надання послуг й доменом домашньої мережі.

У той же час, відповідно до концепції IMT-2000, системна архітектура мереж 3G підрозділяється на дві частини: мережу радіочастотного доступу й базову мережу. На рис. 4.4 представлена системна архітектура мережі UMTS.

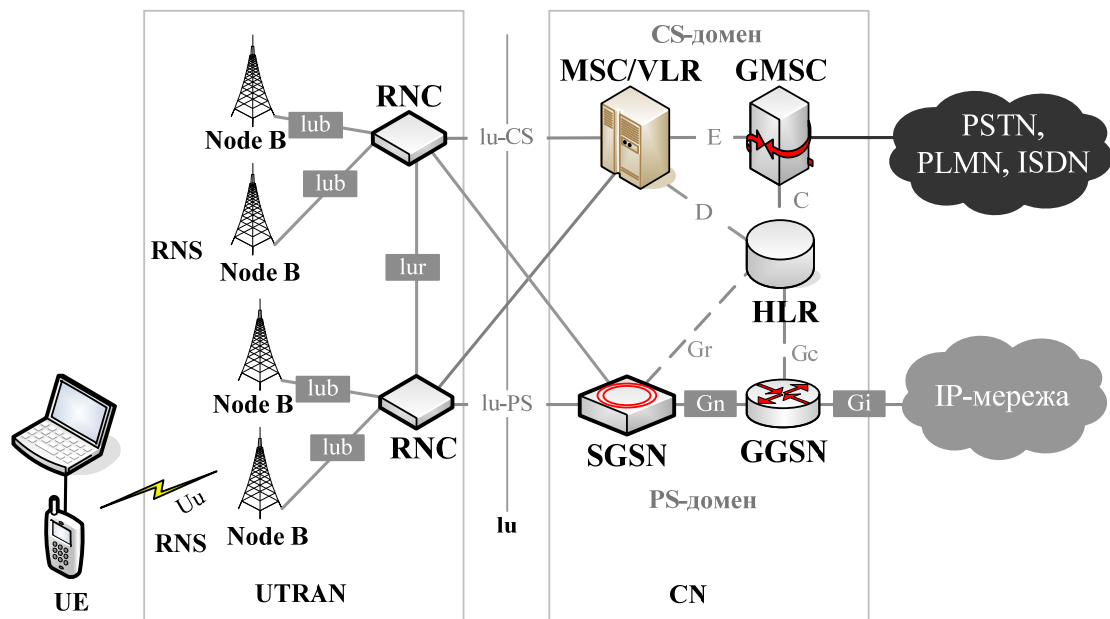


Рисунок 4.4 – Системна архітектура мережі UMTS

Тут вказані основні інтерфейси наступних функціональних підсистем:

UE — абонентське устаткування;

UTRAN — мережа радіочастотного доступу;

CN — базова мережа, зовнішні мережі.

Розглянемо елементи кожної підсистеми.

Абонентське устаткування UE являє собою мобільні абонентські термінали MS, які за допомогою радіочастотного інтерфейсу Uu взаємодіють із базовими станціями мережі UTRAN. Основна відмінність абонентського устаткування мережі UMTS від аналогічних пристроїв мереж 2G складається в їхній розширеній функціональності, забезпеченої завдяки високим швидкостям передачі даних.

Абонентське устаткування UE містить два елементи: абонентський термінал, що складається із ретранслятора MT і термінального устаткування TI, що реалізує кінцеву послугу; модуль ідентифікації абонента USIM, що є інтелектуальною картою з ідентифікаційними даними абонента, та виконуючий алгоритм впізнавання, зберігання та ідентифікації абонента.

Головне завдання мережі радіочастотного доступу UTRAN (мережа RAN або мережа UMTS територіального рівня) – керування радіочастотними ресурсами засноване на наступних принципах: використання багаторівневої системи керування

як термінальним, так і базовим устаткуванням (мережним і радіо), що дозволяє поділяти циркулюючі; введення служб обміну даними як основний засіб взаємодії рівнів керування як усередині мережі, так при між мережному обміну. Функції керування реалізуються за допомогою чотирьох головних інтерфейсів: U_u — інтерфейсу між абонентським устаткуванням і базовими станціями (радіочастотного інтерфейсу); I_{ub} — інтерфейсу між базовими станціями й контролерами; I_{ur} — інтерфейсу між контролерами; I_u — інтерфейсу між контролерами й базовою мережею. На радіочастотному інтерфейсі U_u відбувається обмін даними й службовою інформацією між абонентськими й базовими станціями мережі UMTS. Його прийнято позначати терміном UTRA. Радіочастотний інтерфейс UTRA містить у собі дві різні технології радіочастотного доступу: W-CDMA (UTRA FDD) і TD-CDMA (UTRA TDD), кожна з яких призначена для використання на своєму рівні ієрархії мережі базових станцій (табл. 4.2).

При дуплексній передачі із частотним поділом FDD число каналів у лініях DL і UL, як правило, однаково. У режимі тимчасового дуплекса TDD двосторонній радіозв'язок забезпечується за рахунок тимчасового ущільнення каналів передачі й прийому на одній несучої, що дозволяє оптимально перерозподіляти ресурси лінії зв'язку, виділяючи різне число часових інтервалів у лініях UL і DL.

Мережа UTRAN складається з двох елементів: базових станцій Node B і контролерів базових станцій RNC.

Базові станції Node B утворюють радіоканали інтерфейсу U_u з абонентським устаткуванням. У функції базової станції входять:

- обробка сигналу на фізичному рівні (канальне кодування й перекручення, вирівнювання швидкостей потоків даних, розширення спектру сигналу та ін.);
- виконання деяких завдань керування радіочастотним ресурсом (наприклад, керування потужністю в закритому ланцюзі та ін.);
- конвертування транспортних потоків даних між інтерфейсами I_{ub} і U_u .

Таблиця 4.2 – Характеристики радіочастотного інтерфейсу UTRA

Характеристики радіочастотного інтерфейсу UTRA	Значення або типи характеристик радіочастотного інтерфейсу UTRA	
	UTRAFDD(W-CDMA)	UTRA TDD
Діапазон частот, МГц	2110...2170(вниз); 1920...1980(вгору)	1900... 1920; 2010...2025
Метод доступу	DS-CDMA	TD-CDMA
Смуга частот, МГц	2x5; 2x7,5; 2x15	5
Канальна швидкість маніпуляції, Мбод (Мсимв./с)	3,84	3,84
Синхронізації базових станцій	Асинхронна (можлива синхронна)	Синхронна
Схема пошуку комірок	3-етапна процедура	Канал SCH
Коефіцієнт розширення спектра SF	1...512	1...16
Вид модуляції	QPSK; BPSK	QPSK
Глибина перекручення, мс	10/20/40/80	10/20/40/80
Кадрова структура,(канальний інтервал, кадр, суперакадр) мс	0,625, 10, 720	0,625, 10, 720
Швидкість передачі в каналі керування потужністю, кбіт/с	1,6	0,1...0,8
Точність керування потужністю, дБ	0,25...1,5	1...3
Максимальна випромінювана потужність (при передачі мовних пакетів зі швидкістю 8 кбіт/с), дБмВт	24	27,2
Пропускна здатність (спектральна ефективність) у смузі 30МГц, Ерл/МГц/стільника	56,5/57,0	68,0/106
Пропускна здатність у смузі 30МГц, біт/з/Гц/стільника	0,657/0,753	0,846/0,452
Максимальна дальність мобільної й базової станцій,	5,787/4,475	6,041/5,279

Базова станція типової конфігурації обслуговує до шести секторів, надаючи до трьох несучих на один сектор.

Контролер мережі радіочастотного доступу RNC виконує функції керування радіочастотними ресурсами мережі доступу UTRAN, основними з яких є:

- керування завантаженням і контроль перевантаження стільників;
- керування допуском у мережу й виділення кодів для нових з'єднань із використанням радіочастотного інтерфейсу;
- регулювання пріоритетності й черговості з'єднань;

- керування з'єднаннями й моніторинг стану радіочастотного інтерфейсу.

Контролери RNC з'єднуються з базовими станціями Node B і можуть підтримувати до декількох десятків базових станцій. Контролер разом із підключеними до нього базовими станціями утворить систему радіочастотного доступу RNS, сукупність яких є мережею радіочастотного доступу UTRAN. Організація керування мережею радіочастотного доступу UTRAN показана на рис. 4.5.

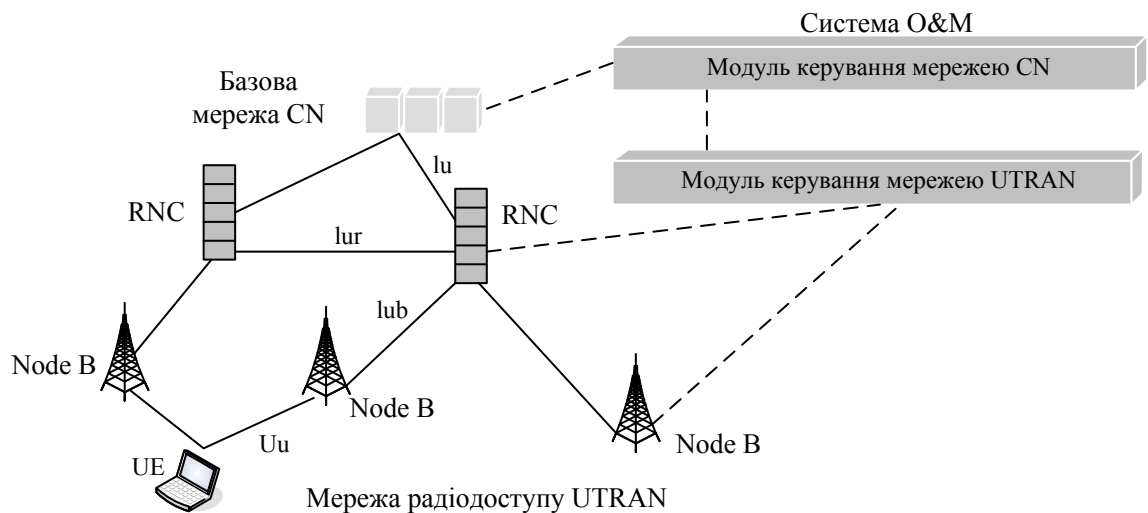


Рисунок 4.5 – Схема керування мережею радіочастотного доступу UTRAN

Як видно, система керування й обслуговування мережі UMTS (система O&M) містить модуль керування мережею радіочастотного доступу UTRAN, який взаємодіє на спеціальних внутрішніх мережних інтерфейсах як з контролерами радіомережі, так і з базовими станціями.

У функції модуля керування мережею радіочастотного доступу UTRAN входять:

- контроль стану елементів мережі UTRAN і зв'язків між ними;
- моніторинг помилок при передачі даних між базовою мережею й абонентським терміналом;
- динамічна конфігурація мережі радіочастотного доступу UTRAN (перерозподіл мережних ресурсів при виявленні відмов) та ін.

Для розгляду функціональних можливостей мережі UTRAN вводиться термін канал. Мережа радіочастотного доступу UTRAN використовує три типи каналів: логічні, транспортні й фізичні (рис. 4.6).

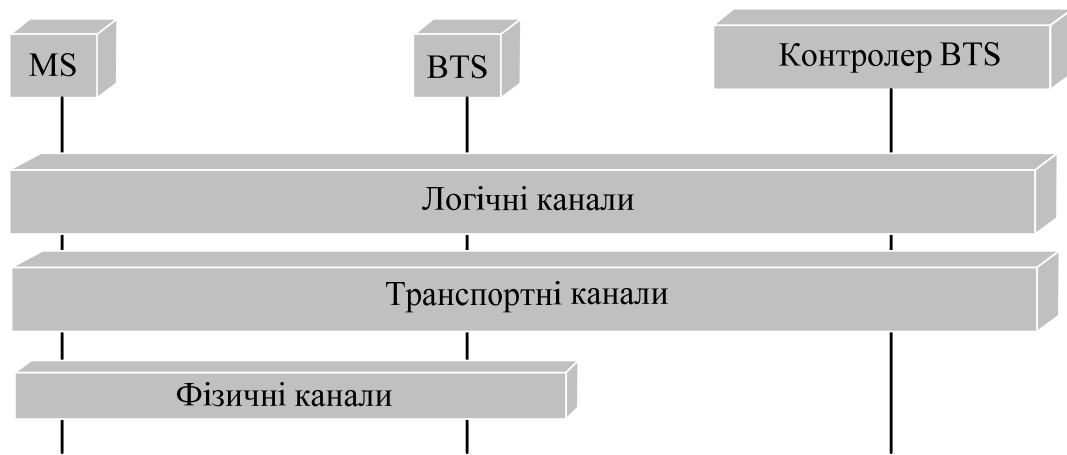


Рисунок 4.6 – Типи каналів і їхнє розміщення в мережі UTRAN

Під фізичними каналами PCN розуміються канали передачі даних, утворені радіочастотним інтерфейсом. Кожний фізичний канал має свій код, що дозволяє розрізнити цей фізичний канал серед інших фізичних каналів. Абонентський термінал дозволяє працювати з виділеними й загальними фізичними каналами або з обома відразу. Виділеним фізичним каналом може користуватися тільки конкретний MS, а загальні фізичні канали доступні безлічі MS в комірці.

Транспортні канали ТСН служать для транспортування даних з фізичного рівня мережі на каналний рівень (2-й рівень). Транспортні канали перетворюються у фізичні за допомогою процедур BRP, які мають свою специфіку при передачі даних у лініях UL і DL.

Логічні канали надаються на частковому рівні керування медійним доступом MAC (рівень 2) рівням керування більш високого порядку. Логічні канали відбивають зміст, структуру й вид переданої інформації, транспортні канали – напрямок й точки, у які пересилаються дані логічних каналів, а фізичні канали, залежно від обраної технології та середовища поширення сигналів (ефір, оптика, мідь), утворюють радіолінії й провідні лінії, в яких на фізичному рівні у вигляді сигналів передається інформація.

Відповідність різних типів каналів рівням протоколів інтерфейсу Uu між базовими станціями мережі радіочастотного доступу UTRAN і абонентським терміналом показана на рис. 4.7.

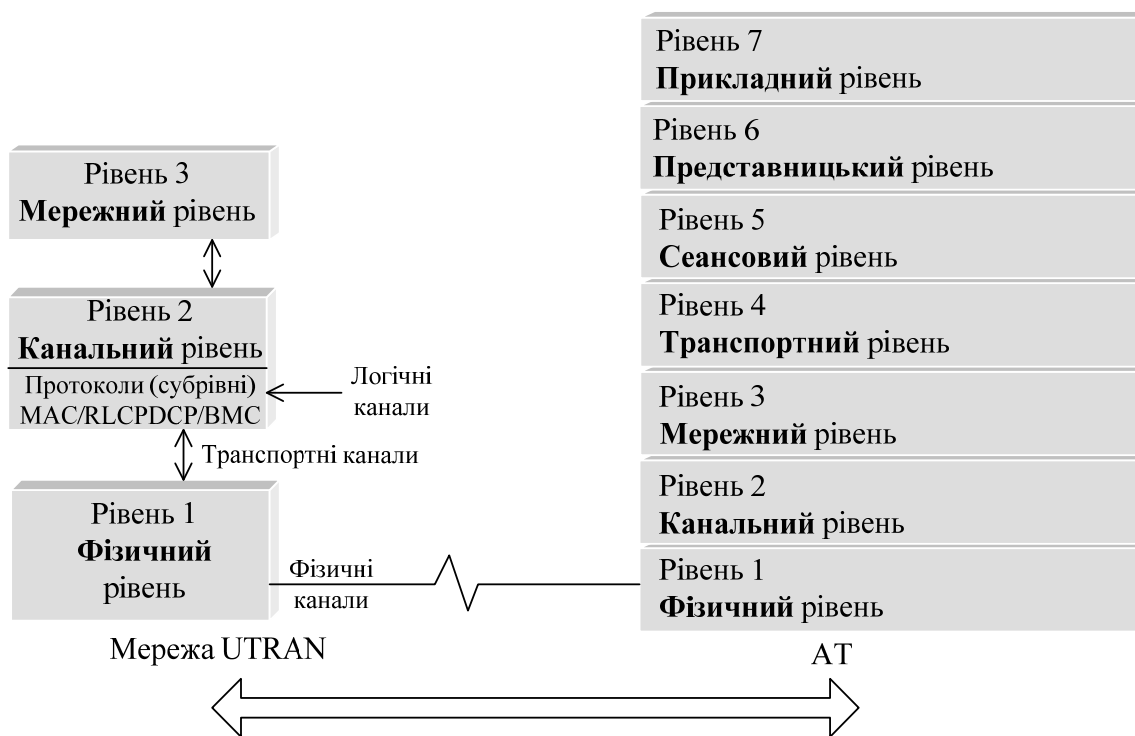


Рисунок 4.7 – Відповідність типів каналів рівням протоколів інтерфейсу Uu

Мережа радіочастотного доступу UTRAN і абонентські термінали вирішують різні завдання в лініях UL і DL. Це розходження відбивається в типах і числі використовуваних каналів.

Аудіо і відео кліпи можуть передаватися абонентському терміналу, наприклад, з використанням MMS. Однак у цьому випадку кліпи відтворюються тільки після їхньої повної передачі. Недолік цього методу – необхідність мати у своєму розпорядженні значний обсяг пам'яті MS порівняно з обсягом переданих аудіо і відео кліпів.

При передачі потокового аудіо і відео потрібно порівняно невеликий буферний простір в абонентському терміналі, в який послідовно завантажуються аудіо і відеодані. Як тільки буфер заповниться (звичайно це займає кілька секунд), файл починає відтворюватися. При цьому частина буферної пам'яті звільняється й поповнюється знову переданими даними. Обмеженням є те, що швидкість передачі повинна перевищувати або дорівнювати швидкості відтворення. У цьому випадку відтворення аудіо і відео інформації відбувається без переривань.

В порівнянні, наприклад, з технологією передачі MMS технологія передачі потокового аудіо і відео дозволяє пересилати кліпи більшого обсягу й/або забезпечувати більш високу якість звуку або відео при тих самих розмірах буферної пам'яті.

Технологія потокової передачі даних (рис. 4.8) використовує протокол RTSP, відповідно до якого після надходження команди 'PLAY' передача потоків здійснюється за допомогою протоколу RTP, а керування якістю передачі — протоколу керування RTCP у реальному часі.



Рисунок 4.8 – Структура протоколів для передачі потокового аудіо і відео

Протокол RTP разом із протоколами керування RTCP і резервування RSVP забезпечує доставку потокового аудіо і відео із заданими параметрами QoS. Протокол RTP виконує функції ідентифікації типу корисного навантаження, нумерації послідовності пакетів і присвоєння тимчасових міток. Функції нумерації пакетів і присвоєння тимчасових міток призначені для передачі пакетів мультимедійних даних з мінімальними втратами й затримками.

Незважаючи на те, що RTP є протоколом транспортно рівня, він виконує ряд функцій, властивих рівню додатків: упорядкування пакетів у часі, їхнє відновлення й синхронізацію. Необхідна для цього інформація перебуває в RTP-Заголовку, де перебуває також інформація про метод шифрування корисного навантаження, що досить важливо, оскільки метод шифрування може змінюватися за-

лежно від завантаження мережі. Пакети переданого корисного навантаження послідовно забезпечуються заголовками RTP, UDP і IP. Складені в такий спосіб пакети передаються по каналному рівні.

Протокол RTCP здійснює керування потоковою передачею мультимедійних даних, безупинно контролюючи якість передачі. Основними функціями протоколу є моніторинг параметрів QoS і керування завантаженням каналу; ідентифікація учасників мультимедійних сесій; внутрішня синхронізація мультимедійної інформації.

Для виконання двох перших функцій протокол RTCP використовує службову інформацію пакетів мультимедійних даних, що містить параметри якості передачі, метод прийому. Ідентифікація джерела проводиться на підставі інформації, що розміщується в заголовку RTP. Протокол RTCP перетворює 32-бітне значення відповідного поля заголовка в унікальні глобальні імена, які ідентифікують учасників будь-якої сесії. Для внутрішньої синхронізації мультимедійної інформації використовуються тимчасові мітки RTP. Це дозволяє, наприклад, синхронізувати голос і зображення в мультимедійних додатках.

Для реалізації розглянутих функцій протокол RTCP формує керуючі пакети:

RR — пакети, передані MS, що приймають мультимедійні дані і утримуючу інформацію про підтвердження одержання пакетів даних, характеристиках синхронізації для вхідних пакетів і часу затримки передачі;

SR — пакети, передані MS, що відправляють мультимедійні дані і утримуючу додаткову інформацію для синхронізації мультимедійних даних на приймальній стороні й дані про кількість відправлених байтів;

SDES — пакети, що містять інформацію про учасників сесії;

BYE — пакет, що містить дані про вихід MS з мультимедійної сесії;

App — пакет, що містить дані про специфічні функції відповідної прикладної програми.

Протокол керування RTSP здійснює керування потоковою передачею мультимедійних даних на основі команд:

DESCRIBE — запит параметрів мультимедійного об'єкта до сервера додатків;

SETUP — запит ресурсів сервера додатків і початок RTSP сесії;
PLAY — початок потокової передачі мультимедійних даних від сервера;
PAUSE — тимчасове призупинення доставки пакетів мультимедійних даних без звільнення ресурсів;
TEARDOWN — припинення доставки пакетів мультимедійних даних із сервера й звільнення пов'язаних із цим ресурсів.

4.3 Принципи позиціонування абонентів у бездротових сенсорних мережах

У даному підрозділі розглядається бездротова сенсорна мережа (БСМ) — розподілена, що самоорганізується мережа безлічі датчиків (сенсорів) і виконавчих пристроїв (рис. 4.9), об'єднаних між собою за допомогою радіоканалу [96 – 99]. Зона покриття подібної мережі може становити від декількох метрів до декількох кілометрів за рахунок здатності ретрансляції повідомлень від одного елемента до іншого. До складу пристроїв звичайно входять автономні мікрокомп'ютери (контролери) з живленням від батарей і прийомопередавачі, що дозволяє пристроям самоорганізовуватися в спеціалізовані мережі, зв'язуючись один з одним і обмінюючись даними за допомогою радіозв'язку. У цьому випадку пристрої виступають як компоненти («абоненти») бездротових сенсорних мереж (БСМ, Wireless Sensor Network - WSN). Дані від окремих вузлів передаються по мережі від вузла до вузла на шлюз, і звичайно виявляються на «супер-вузлі», або сервері, що має більш високу обчислювальну потужність.

Сенсорний датчик (або сенсор) — це мініатюрний пристрій, що володіє певними властивостями. Він може зондувати навколишній простір і збирати інформацію у вигляді інформаційних сигналів. Наявність у сенсорі радіопередавача дозволяє передавати інформаційні сигнали на базову станцію через бездротові засоби зв'язку.

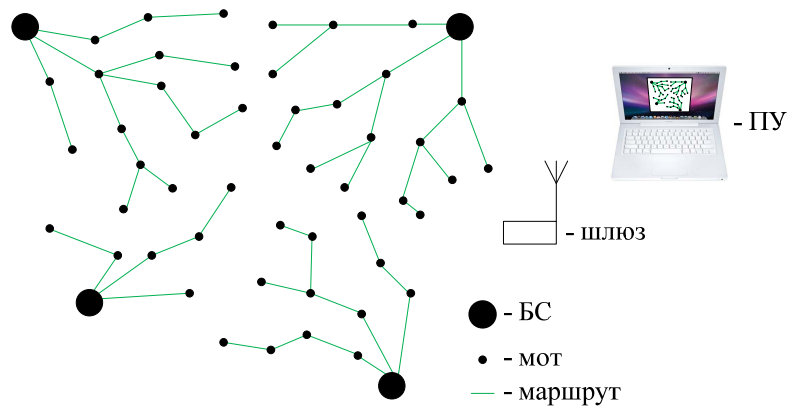


Рисунок 4.9 – Архітектура бездротової сенсорної мережі

Існують два методи визначення місця розташування об'єктів — навігаційний і локаційний. Стосовно до мережних технологій переважніше використовувати навігаційний метод, щоб скоротити кількість устаткування, необхідного для позиціонування.

У сенсорних мережах позиціонування необхідно для: *візуалізації*, *можливості контролювати* окремі зони й реагувати на критичні ситуації локально, *пошуку* (наприклад, пошук радіоактивного сміття), *кластеризації*, *маршрутизації*, тощо. Якщо в проектованій мережі немає завдання безпосередньо визначати глобальні координати пристроїв, то знання локального місця розташування вузла необхідно для кожної БСМ. Це позиціонування називається *оцінним*. Найчастіше при оцінному позиціонуванні висока точність координат пристроїв не потрібна, але деякі способи позиціонування (наприклад, RSSI) не забезпечують і необхідної (мінімальної) точності, але привабливі через свою простоту. Підвищення точності простих методів переважніше, ніж використання складних, адже в БСМ точність визначення місця розташування менш важливе, ніж ощадливе використання заряду батарей, ефективне використання обчислювальної потужності пристроїв.

До того ж оснащення пристроя окремим елементом для визначення координат (для глобального позиціонування по GPS, ультразвукової й низькочастотної ідентифікації, інфрачервоної й оптичної локалізації) має ряд істотних недоліків:

– ціна — вартість додаткових пристроїв перевищує вартість самих пристроїв (ціна модуля GPS на даний момент становить близько 5 дол. США) і не має тенденції до зниження;

– габарити — розміри додаткових модулів перевищують або дорівнюють розмірам сенсорів, аналогічно й вагарні характеристики;

– споживання — додаткові модулі для своєї роботи вимагають енергію.

Також є ряд специфічних для кожного модуля недоліків — доступність сигналу від супутника (GPS, ГЛОНАСС), використання спеціальних приймачів (оптичних, ультразвукових) і т.д.

Існують такі основні способи позиціонування, які не вимагають допоміжних пристроїв.

1) Використання маяків (рис. 4.10).

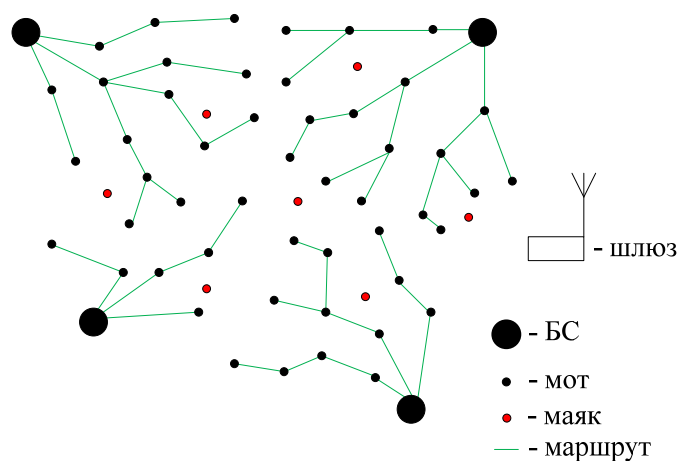


Рисунок 4.10 – Позиціонування з використанням маяків

Серед пристроїв розподілені особливі вузли — пристрої з додатковими елементами визначення координат або окремі спеціалізовані пристрої. Вони служать орієнтирами. Відносно маяків найближчі пристрої визначають своє положення. Цей метод ефективний, коли розміри сенсорного поля занадто великі для охопту сигналами від базових станцій (БС). Але для позиціонування щодо маяків використовуються методи RSSI або ToF.

2) RSSI (Received Strength Signal Indication — Індикація рівня прийнятого сигналу) — найпростіший метод, що використовується у всіх бездротових мережах (у тому числі, мобільних). Будь-який бездротовий канал за стандартом IEEE

802.15.4 має протокольну функцію оцінки якості зв'язку (Link Quality Indicator), дія якого зводиться до визначення потужності прийнятого сигналу. Результат цього виміру можна вивести, відкалібрувати по відомій відстані й оцінити дальність до джерела (рис. 4.11).

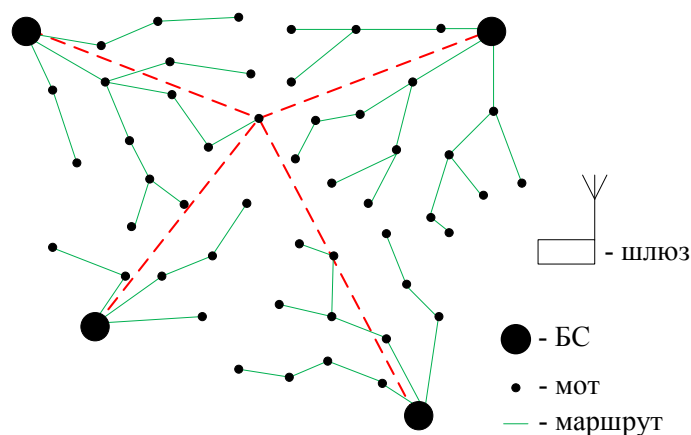


Рисунок 4.11 – Визначення місця розташування вузла по методу RSSI

Вимір відстані виконується в такий спосіб. Приймач із логарифмічною амплітудною характеристикою приймає сигнали, по яких убудований індикатор RSSI формує 8-розрядний $RSSI_{VAL}$ код. Цей код виходить у результаті усереднення по вісьмох періодах (128 мкс) прийнятого сигналу й забезпечується бітом стану, що вказує, коли $RSSI_{VAL}$ є валідним (тобто приймач мав можливість прийняти принаймні вісім періодів). Потужність прийнятого сигналу P_{Rx} (дБм) обчислюється по формулі:

$$P_{Rx} = RSSI_{VAL} + RSSI_{OFFSET}, \quad (4.1)$$

де $RSSI_{OFFSET}$ – емпірично постійна, що підбирається, (порядку -45 дБм). Оскільки у вільному просторі потужність сигналу є функцією відстані з деяким коефіцієнтом, що встановлюється також емпірично, то відстань визначається по формулі

$$d = \frac{c \cdot 10^{\frac{A}{k}}}{4\pi f}, \quad (4.2)$$

де $A = P_{Tx} - P_{Rx}$, з урахуванням додаткового загасання, k – коефіцієнт ослаблення, c – швидкість світла, f – частота сигналу.

Однак цей метод має ряд істотних обмежень, оскільки рівень сигналу є досить мінливим параметром через вплив наступних факторів:

- швидкі й повільні завмирання сигналів на трасі через зміну умов поширення радіохвиль;
- багатопроменеве поширення внаслідок відбиттів від різних металевих предметів;
- розкид вихідної потужності передавачів і чутливості приймачів;
- вплив орієнтації антен через нерівномірність діаграми спрямованості.

Через вплив зазначених факторів реальна залежність потужності від відстані виявляється нелінійною й непостійною у часі, внаслідок чого точність вимірів швидко падає з ростом відстані.

3) ToF (Time of Flight — час проходження) — вузол надсилає запит на інший вузол, одержує відповідний сигнал (квитанцію) і визначає час його затримки. Повна затримка складається з апаратних затримок при обробці прийнятого й при формуванні відповідного сигналів і часу поширення між вузлами. Оскільки технічні затримки відомі з гарною точністю, то їх можна відняти з повного значення, і величина, що залишилася, буде характеризувати час прольоту сигналу туди й назад. Помноживши половину часу затримки на швидкість світла, одержимо відстань між вузлами мережі. У цьому методі забезпечується лінійний зв'язок між відстанню й вимірюваною величиною, і абсолютна точність виміру не залежить від відстані. Для підвищення точності використовують багаторазові повторення процедури виміру. Достоїнством даного методу є стійкість до середовища поширення й висока точність: у відкритому просторі — 30 див, у приміщенні — 1 м. Але, не дивлячись на високу точність, позиціонування абонентів даним методом малоефективно. Тому що сенсорні мікрокомп'ютери обмежені в продуктивності частотою процесора в 32 МГц, це утрудняє дискретизацію тимчасових проміжків. Для одержання точнішого періоду проходження сигналу, пропорційного відстані

між вузлами, доводиться робити багаторазові транзакції локалізації, що й веде до збільшення обсягу споживаної електроенергії.

Також як порівняння наведені характеристики інших широко відомих методів (табл. 4.3).

Таблиця 4.3 – Оцінне порівняння основних характеристик методів позиціонування

Метод	Точність у відкритому просторі	Точність у приміщенні	Шумова характеристика	Рівень енергоспоживання	Рівень вартості додаткового встаткування
RSSI	7 м	20 м	Середня	Низький	-
GPS	5 м	-	Гарна	Високий	Високий
ГЛОНАСС	6 м	-	Гарна	Високий	Високий
GSM TDOA	20 м	> 100 м	Гарна	Високий	Високий
RIPS	< 10 див	8 м	Середня	Низький	-
TWTT (To)	30 див	1 м	Гарна	Високий	-

Такі особливості БСМ, як критичність до енергоспоживання, велика кількість вузлів, складні умови експлуатації та ін. спричиняють велику кількість розробок, спрямованих на адаптацію існуючих методів і створення нових комбінованих алгоритмів (наприклад, створення комбінованих методів, що поєднують переваги RSSI і ToF або застосування калмановської фільтрації). І хоча завдання позиціонування актуальне для БСМ, інженери й учені поки не зійшлися в думках про ефективний спосіб оцінного визначення місця розташування, однак уже погодилися, що перспективними будуть розробки, засновані на простих методах, але з використанням експериментально-аналітичного циклу.

4.4 Розробка нейронних технологій адаптивного керування потоками інформації і сферою послуг в інтегрованих мережах зв'язку

4.4.1 Використання нейронних мереж у системах управління множинним доступом

Еволюція мереж зв'язку з рухомими об'єктами здійснюється в напрямку забезпечення інтегральних послуг, наданих користувачам. Надання інтегрованих послуг для будь-яких користувачів тісно пов'язано з використанням цифрових методів передачі усіх видів інформації, представленої в єдиному пакетному вигляді і використанні методів множинного доступу (МД). До таких методів можна віднести сімейство гібридних методів, заснованих на часовому, кодовому і частотному поділі каналів.

Гібридні методи доступу дозволяють знайти компроміс між забезпечуваним гарантованим часом доставки повідомлень при використанні детермінованих методів доступу і високим ступенем використання пропускної здатності каналу, властивій більшості випадкових методів МД. Однак високий ступінь використання пропускної здатності каналу при випадковому МД досягається при визначеному (оптимальному) вхідному навантаженні [101]. При збільшенні навантаження, що надходить, понад припустиме граничне значення коефіцієнт використання пропускної здатності каналу знижується.

Ефективність використання ресурсів пропускної здатності каналу у гібридних, і у випадкових методах МД може бути істотно підвищена при управлінні потоком пакетів, що надходять у радіоканал [101]. Як керований параметр може використовуватися імовірність первинної і повторної передачі пакетів у радіоканал. Вплив вибору імовірності передачі на підтримку коефіцієнта використання пропускної здатності каналу МД можна пояснити в такий спосіб. Для підсистеми радіодоступа при малому значенні ймовірності повторної передачі в абонентів, у каналі МД присутня велика кількість вільних тимчасових вікон. При значному збільшенні

ймовірності повторної передачі зростає число конфліктних ситуацій. І в першому і в другому випадку пропускна здатність каналу використовується не в повній мірі. Управління ймовірністю передачі і вибір її оптимального значення дозволяє підтримувати коефіцієнт використання пропускної здатності каналу МД на майже постійному, близькому до максимально можливого, рівні.

При побудові контролера для управління множинним доступом можуть використовуватися типові варіанти реалізації керуючих контролерів, що містять нейронмережеві моделі [102]. Нейронна мережа буде одним з основних компонентів системи управління. При цьому НМ використовується у вигляді рівнобіжної або послідовно-рівнобіжної моделі. Настроювання вагових коефіцієнтів НМ (навчання НМ), може розглядатися як процес її адаптації до обраної системи управління.

Варіант використання багат шарової НМ для рішення задачі децентралізованого управління МД представлено на рисунку 4.12.

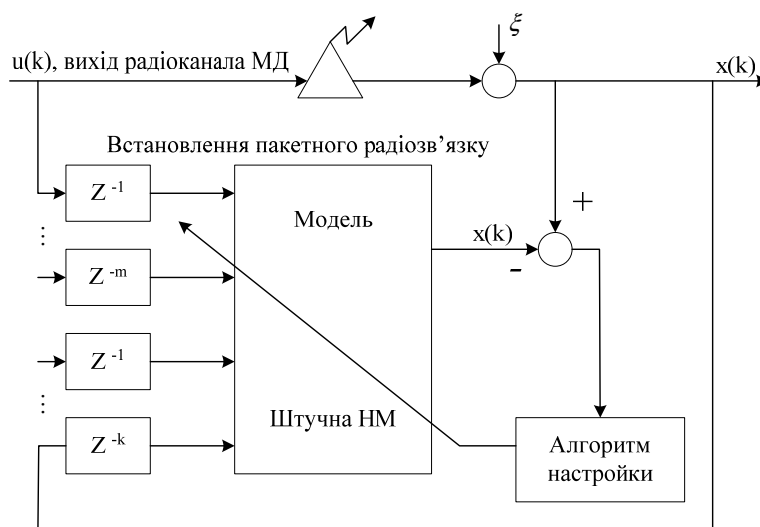


Рисунок 4.12 – Узагальнена модель управління множинним доступом

Ліворуч схематично зображено частотно-часовий план тактированого радіоканалу випадкового МД. Передбачається, що можлива наявність трьох подій: "Конфлікт", "Успіх", "Вільно" (порожнє часове вікно). Праворуч схематично зображена q -шарова НМ із H_i нейронами в i -му шарі.

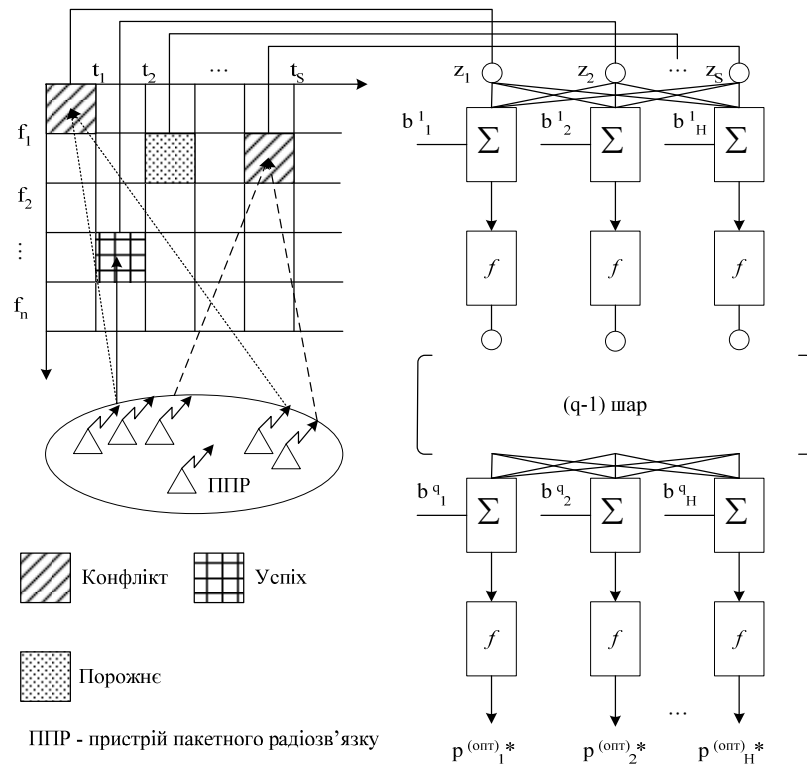


Рисунок 4.13 – Варіант використання НМ для вирішення задачі управління МД

Математична модель такої мережі має вигляд:

$$x(k+1) = \sum_{i=1}^{H_{qi}} w_j^{q-1} f \left[\sum_{j=i}^{H_{q-1}} w_j^{q-1} \sigma \left[\dots \phi \left[\sum_{p=1}^q w_p^1 x(k-p+1) + \sum_{l=1}^m w_{q+1}^1 u(k-l+1) \right] \right] \right], \quad (4.3)$$

або у векторно-матричній формі

$$x(k+1) = (w^q)^T f[(w^{q-1})^T \sigma[\dots[\phi\phi[(w^1)^T z]..]].] \quad (4.4)$$

Тут $x(*)$, $u(*)$ – відповідно вихідний і вхідний сигнали;

$z = [y(*), u(*)]^T$; w^q – ваговий коефіцієнт i -го нейрона в q -му шарі;

$f(*)$, $\sigma(*)$, $\phi(*)$ – функції активації.

Розглянемо приклад застосування НМ при управлінні МЗ. Для експериментальних досліджень було застосовано імітаційне моделювання з використання пакета ComNet. Імітаційна модель складалася з наступних елементів: десяти робочих груп, кожна по десять робочих станцій, сервера статистики, управляючого сервера й комутаційного обладнання, що підтримує обмін інформацією за протоколом SNMP.

При роботі мережі оцінювалися наступні параметри: кількість переданих повідомлень, кількість загублених повідомлень, а також затримка передачі повідомлень через мережу. Для ідентифікації стану мережі використалися такі параметри, як ймовірність втрат повідомлень, середній час доставки повідомлень. Обробка даних проводилася в Matlab 6.0.

Для навчання була створена навчальна вибірка з 800 векторів, на її основі проведено навчання нейронної мережі. Далі на вхід навченої нейронної мережі подавався набір випадкових векторів, що визначали різні поточні стандарти МЗ. Далі проведена кластеризація вхідних векторів параметрів мережі. На графіку (рис. 4.14) зображені вектори станів мережі. Результат роботи навченої НМ для кожного класу – це кружечки. Надалі при надходженні нових значень векторів параметрів МЗ вони відносились до одного з 4-х класів, що відповідають характерним станам мережі. Значення, нормовані й усереднені, для координат вектора параметрів являють собою оцінки значення часу доставки повідомлень (по вертикальній осі) і ймовірності втрат (по горизонтальній осі).

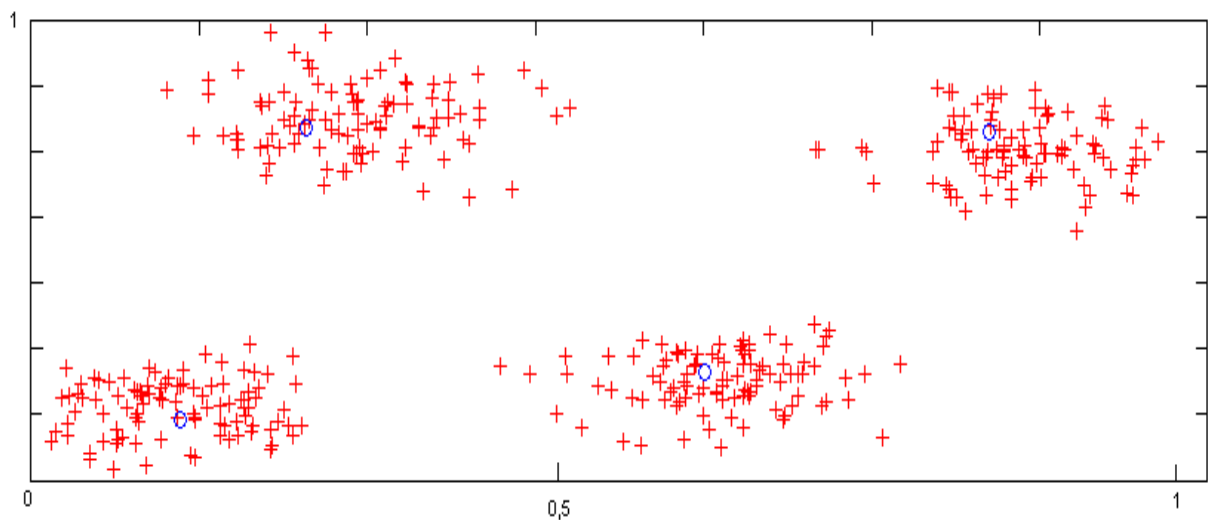


Рисунок 4.14 – Проекції векторів параметрів для різних станів мережі зв'язку
Для оцінки ймовірності правильної класифікації станів МЗ використаний метод статистичних випробувань:

$$\hat{P}_{nox.} = 1 - (\hat{n}_{np.n} / n_n), \quad (4.5)$$

де \hat{P}_{nox} – ймовірність помилково віднесених векторів, $\hat{n}_{пр.п}$ – кількість правильно віднесених векторів до n -го кластера, n_n – загальна кількість поданих векторів n -го кластера.

Отримання статистичних даних для контрольних вибірок був проведений розрахунок імовірностей неправильної класифікації для кожного з 4-х кластерів. Отримані оцінки цих імовірностей $\hat{P}_{nox} = 0 \div 0,2$.

Вище описаний алгоритм реалізує оптимальну динамічну систему управління інформаційною мережею зв'язку з використанням штучних НМ.

4.4.2 Використання нейронних мереж для вирішення задач маршрутизації

Маршрутизація є однією з важливих задач для телекомунікаційних мереж різного призначення. Задачі, пов'язані з вибором маршруту, плануванням роботи засобів зв'язку і т.п., відносяться до класу складних комбінаторно-оптимізаційних задач, як правило, що не мають простих аналітичних рішень. Крім того, складність необхідних обчислень зростає по експоненті при збільшенні кількості вузлів у мережі. Тому в даний час широко застосовують різні евристичні алгоритми і процедури, отримані шляхом творчого пошуку, інтуїції і досвіду дослідника. Альтернативою існуючим методам вирішення задач маршрутизації є використання нейромережевих моделей, що дозволяють при значному зниженні часових витрат одержати гарні субоптимальні рішення. Так, для вирішення комбінаторно-оптимізаційних задач широко використовуються моделі, побудовані на основі НМ Хопфілда, уперше застосовані для вирішення задачі про комівояжера. Найкраще рішення знайдене за допомогою НМ Хопфілда.

Розглянемо варіант спільного вирішення задачі маршрутизації і планування використання ліній радіозв'язку для мережі пакетного радіозв'язку з багатоскачковою топологією. Важливо приділяти увагу взаємозв'язку між маршрутизацією і питаннями планування послідовності вибору напрямку для передачі по використовуваних лініях зв'язку. При цьому вибір маршрутів, максимізуючих ступінь вузла в

мережі, дозволяє спланувати роботу так, щоб час її виконання був мінімальним. Ступінь вузла для цього випадку визначається як сума всіх потоків, що надходять у вузол і виходять від вузла. Наприклад, лінія, що повинна активуватися, три рази додає потік із трьох одиниць до обох вузлів, що вона з'єднує. При цьому критерій якості роботи, обраний для задачі маршрутизації, повинен відображати цілі, пов'язані з відповідною задачею складання плану роботи ліній зв'язку.

Нехай задані: граф зв'язності мережі пакетного радіозв'язку, ряд пар N_{SD} вихідна точка – пункт призначення (SD) і ряд ліній зв'язку, що з'єднують кожну пару SD. Передбачається, що в системі використовується тактований множинний доступ і тривалість тимчасових вікон відповідає довжині пакету (усі пакети мають фіксовану довжину), а на кожному вузлі є тільки один прийомопередавач. Між кожною парою вузлів мережі SD має місце однаковий трафік, рівний одному пакету на цикл передачі. Вважаємо також, що лінії зв'язку між відповідними парами вузлів активізуються (використовуються для передачі) у міру необхідності.

Потрібно вибрати єдиний маршрут між кожною парою SD з таким розрахунком, щоб мінімізувати бажаний критерій якості роботи.

Показник якості роботи повинен узгоджуватися зі структурою НМ Хопфілда. За аналогією з розглянутою вище задачею комівояжера такий показник, названий "енергією перевантаження", задається формулою [100]

$$E_b = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{k=1, k \neq i}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)} \sum_{l=1}^{N_p(k)} |P_{ij} \cap P_{kl}| V_{ij} V_{kl}, \quad (4.6)$$

де P_{ij} – j -й маршрут між SD парою i ,

$|P_{ij} \cap P_{kl}|$ – число вузлів, що спільно використовують маршрути P_{ij} і P_{kl} ,

$$V_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{якщо вибирається } P_{ij} \\ 0, & \text{якщо не вибирається } P_{ij} \end{cases}$$

$N_p(i)$ – число варіантів маршрутів, визначених між SD парою i .

Метою є мінімізація E_b з урахуванням того, що для кожної пари SD вибирається тільки один маршрут (тобто $V_{ij} = 1$ для одного значення j для кожного значення i). У цьому випадку енергія перевантаження відповідає сумі числа загальних

вузлів всіх обраних маршрутів (одного для кожної SD пари), узятих попарно. Наприклад, на рис. 4.15 показана проста мережа пакетного радіозв'язку із шістьма вузлами і двома маршрутами між кожною з двох SD пар.

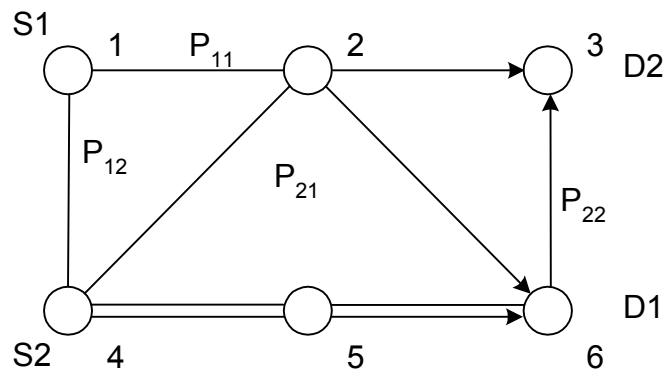


Рисунок 4.15 – Приклад мережі зв'язку із шести вузлів

Задача маршрутизації полягає у виборі або пари P_{11} чи P_{12} для з'єднання S1 з D1 і або пари P_{21} чи P_{22} для з'єднання S2 з D2. Припустиме рішення, що задається вибором трас P_{11} і P_{22} , має енергію перевантаження $E_{ij}=1$ тому, що ці маршрути мають один загальний вузол (вузол 6).

Тепер розглянемо модель НМ Хопфілда, використовувану в цьому випадку для вибору маршруту між декількома SD парами в мережі пакетного радіозв'язку. Вихідні напруги нейронів (які й визначають їхні стани) такої НМ наближаються до двійкових значень в міру переходу мережі до стану стійкої рівноваги з мінімальною "енергією". З'єднання між нейронами i та j описуються вагою T_{ij} , яка позитивна, якщо з'єднання збудливе, і негативна, якщо з'єднання гальмує. У розглянутій моделі НМ для кожного маршруту між кожною SD парою визначається один нейрон. Варіант моделі НМ для мережі, зображеної на рис. 4.15, представлено на рис. 4.16, відповідно до якого нейрон ij відображає j маршрут між SD парою i .

НМ еволюціонує від якогось початкового стану до стану рівноваги, що відображає мінімум (не обов'язково глобальний) функції енергії Ляпунова, що може бути записана через ваги з'єднань, струми зсуву і напруги на виходах нейронів у такий спосіб [100]:

$$E_{total} = -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{k=1}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)} \sum_{l=1}^{N_p(k)} T_{ij,kl} V_{ij} V_{kl} - \sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)} V_{ij} I_{ij} . \quad (4.7)$$

У виразі (4.7) T_{ij} – вага з'єднання між нейронами ij і kl ; I_{ij} – струм зсуву, що прикладається до нейрона; $N_p(i)$ – число маршрутів між SD парою i . У розглянутій моделі ваги з'єднань є симетричними (тобто $T_{ij,kl} = T_{kl,ij}$). Ця симетрія гарантує збіжність до стійкого стану. Загальне число нейронів N задається як $N = \sum_{i=1}^{N_{SD}} N_p(i)$. Таким чином, ваги з'єднань $T_{ij,kl}$ є елементами матриці зв'язності розмірності $N \times N$.

Таким чином, цільова функція, що моделюється за допомогою НМ Хопфілда, включає зважені суми добутків пари вихідних напруг нейрона і вихідних напруг, узятих окремо. При виборі E_b виду (4.6) передбачалося, що оцінюється енергія перевантаження мережі в припустимому стані, тобто активується тільки один маршрут для кожної SD пари (тобто $V_{ij} = 1$ для одного значення j та для кожного значення i , а інші значення $V_{ij} = 0$). Однак до досягнення збіжності величини V_{ij} приймають значення в інтервалі $[0, 1]$, і вираз для енергії перевантаження, визначений за допомогою виразу (4.6), застосовується повною мірою тільки для аналогової реалізації системи.

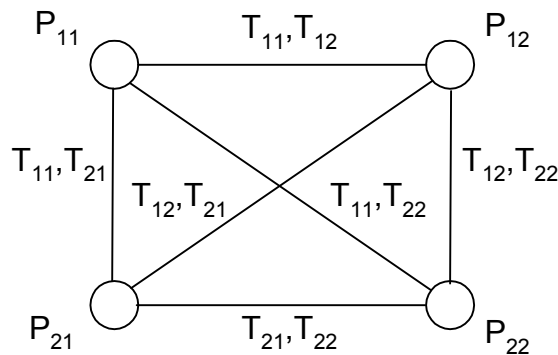


Рисунок 4.16 – Модель НМ для мережі, зображеної на рис. 4.15

Розглянута задача оптимізації з цілим рядом обмежень може бути зведена до задачі без обмежень за рахунок включення обмежень у цільову функцію за допомогою використання множників Лагранжа. Функція енергії перевантаження при цьому набуває наступного виду:

$$E_{total} = bE_b + \sum_{c=1}^3 \lambda_c E_c - I \sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)} V_{ij} . \quad (4.8)$$

Обмеження для задачі є відповідними членами рівняння енергії перевантаження E_c (дорівнюють нулю, якщо обмеження виконується) і формулюються так.

1. На SD пару активізується (вибирається) не більш одного маршруту:

$$E_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)} \sum_{\substack{i=1, \\ i \neq j}}^{N_p(i)} V_{ij} V_{il} = 0 .$$

2. У мережі вибираються виключно N_{SD} маршрутів:

$$E_2 = \frac{1}{2} \left(\sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)} V_{ij} - N_{SD} \right)^2 = 0 .$$

3. На SD пару вибирається виключно один маршрут:

$$E_3 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_{SD}} \left(\sum_{j=1}^{N_p(i)} V_{ij} - 1 \right)^2 = 0 .$$

Хоча останнє обмеження представляється надлишковим (виконання перших двох гарантує задоволення останнього), його включення в рівняння енергії корисно для досягнення швидкішої збіжності.

Підстановка виразів для E_b і E_c у (4.8) дає:

$$E_b = \frac{b}{2} \sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{k=1}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)N_p(k)} \sum_{i=1}^{N_p(k)} |P_{ij} \cap P_{kl}| V_{ij} V_{kl} + \frac{\lambda_1}{2} \sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)N_p(i)} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^{N_p(i)} V_{ij} V_{il} + \frac{\lambda_2}{2} \left(\sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)} V_{ij} - N_{SD} \right)^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_{SD}} \left(\sum_{j=1}^{N_p(i)} V_{ij} - 1 \right)^2 + \frac{\lambda_3}{2} \sum_{i=1}^{N_{SD}} \left(\sum_{j=1}^{N_p(i)} V_{ij} - 1 \right)^2 - I \sum_{i=1}^{N_{SD}} \sum_{j=1}^{N_p(i)} V_{ij} . \quad (4.9)$$

Одним з найважливіших питань при розробці моделі НМ Хопфілда і подальшому моделюванні роботи системи є питання вибору коефіцієнтів λ_c . Фактично, будь-які значення λ_c приведуть до одержання справедливих виразів для E_{total} . Однак при еволюції системи може бути гарантований тільки локальний мінімум, тобто кінцевий стан залежить від початкового стану, при якому починається еволюція системи. Таким чином, різні значення коефіцієнтів приводять до одержання різних

результатів. У більшості досліджень, присвячених використанню НМ Хопфілда, величини коефіцієнтів покладаються постійними, кращі значення яких зазвичай визначаються в ході іспитів при програмному моделюванні. Однак існує ряд підходів, що дозволяють у всій повноті використовувати метод множників Лагранжа. У цьому випадку величини λ_c змінюються в міру зміни стану системи.

4.4.3 Використання нейронних мереж для розподілу каналів у стільникових радіомережах

Вирішення задачі призначення частот, так само, як і вирішення задачі прогнозування напруженості поля, є одним з етапів проектування СМРР. При вирішенні цієї задачі призначення частот повинне робитися в рамках обмежень, заданих матрицею електромагнітної сумісності (ЕМС). При цьому розглядаються такі обмеження, як:

- обмеження через перешкоди по сусідньому каналу;
- обмеження через перешкоди, зумовлені спільним розташуванням (несучі, що використовуються в одному стільнику, повинні мати необхідний рознос по частоті);
- обмеження по числу частот для кожного стільника.

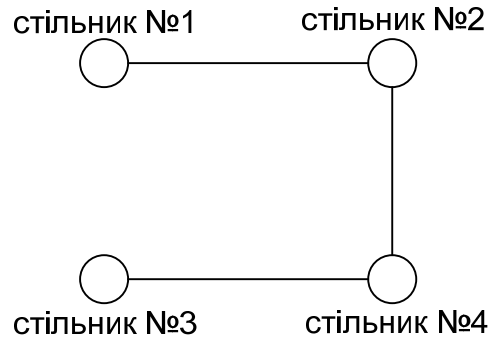
Як приклад, приведемо вирішення задачі розподілу каналів для чотирьохстільникової мережі. На рис. 4.17а приведена матриця сумісності C і вектор попиту \bar{D} . На рис. 4.17б показана топологія мережі, що відповідає матриці сумісності C .

Рівняння руху ij -го обробляючого нейрона V_{ij} для n -стільникової m -частотної задачі задається в такий спосіб:

$$\frac{dU_{ij}}{dt} = -A \left(\sum_{q=1}^m V_{iq} - d_i \right) - B \left(\sum_{\substack{q=j-(c_{ii}-1) \\ q \neq j \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ii}-1)} V_{iq} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i \\ c_{ip} > 0}}^n \sum_{\substack{q=j-(c_{ip}-1) \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ip}-1)} V_{pq} \right). \quad (4.10)$$

$$C = \begin{bmatrix} 5 & 4 & 0 & 0 \\ 4 & 5 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 5 & 2 \\ 0 & 1 & 2 & 5 \end{bmatrix}, \quad \bar{D} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 13 \\ \end{bmatrix}$$

а)



б)

		частота										
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
с т і л ь н и к	1											
	2											
	3											
	4											

в)

Рисунок 4.17 – Розподіл частотних каналів для чотирьохстільникової мережі

Перший член виразу (4.10) (А-член) змушує d_i нейронів, обробляючих стани m частот, виділених для i -о стільника, мати ненульовий вихід у випадку, якщо відповідні частоти присвоюються i -у стільнику. Другий член виразу (4.10) (В-член) заважає ij -у нейрону мати ненульовий вихід у випадку, якщо присвоєння j -ї частоти i -у стільнику порушує наступні обмеження:

– якщо q -а частота в межах відстані c_{ii} від j -ї частоти ($|j - q| < c_{ii}$) присвоюється i -у стільнику, то j -а частота не повинна присвоюватися цьому стільнику, тобто

$$\sum_{\substack{q=j-(c_{ii}-1) \\ q \neq j \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ii}-1)} V_{iq}$$

має ненульовий вихід у випадку, якщо присвоєння j -ї частоти i -у стільнику порушує обмеження з числа частот для кожного стільника;

– при обмеженні через перешкоди по сусідньому каналу й обмеженні через перешкоди, зумовлені спільним розташуванням, якщо q -а частота в межах відстані c_{ip} від j -ї частоти ($|j - q| < c_{ip}$) присвоюється p -у стільнику, для $c_{ip} > 0$ і $p \neq i$ j -а частота не повинна привласнюватися i -у стільнику. У такий спосіб

$$\sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i \\ c_{ip} > 0}}^n \sum_{\substack{q=j-(c_{ip}-1) \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ip}-1)} V_{pq}$$

має ненульовий вихід, якщо присвоєння j -ї частоти i -у стільнику порушує обмеження через перешкоди по сусідньому каналу й обмеження через перешкоди, зумовлені спільним розташуванням.

A й B є постійними коефіцієнтами ($A = B = 1$).

Виходячи з вищесказаного, функція енергії для задачі розподілу каналів у стільниковій радімережі задається в такий спосіб:

$$E = \frac{A}{2} \sum_{i=1}^n \left(\sum_{q=1}^m V_{iq} - d_i \right)^2 + B \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m \left(\sum_{\substack{q=j-(c_{ii}-1) \\ q \neq j \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ii}-1)} V_{iq} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i \\ c_{ip} > 0}}^n \sum_{\substack{q=j-(c_{ip}-1) \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ip}-1)} V_{pq} \right) V_{ij}. \quad (4.11)$$

Відомо, що для використовуваної моделі НМ гарантується перебування тільки локального мінімуму. Для того щоб забезпечити більш швидку збіжність алгоритму і збільшити частоту перебування глобального мінімуму, введено наступні доповнення функції енергії.

1. Для того щоб обмежити A -й член між двома значеннями, він модифікується в такий спосіб:

$$- Af \left(\sum_{q=1}^m V_{iq} - d_i \right), \quad (4.12)$$

де $f(x) = A_{\max}$, якщо $x > A_{\max}$; $f(x) = A_{\min}$, якщо $x < A_{\max}$ і $f(x) = x$ – в інших випадках. У такий спосіб A_{\max} і A_{\min} є відповідно верхньою і нижньою границею А-члена.

2. Використовуваний у рівнянні енергії В-й член може мати дві форми: якщо $(t \bmod T) < \varpi$, то

$$B \left(\sum_{\substack{q=j-(c_{ii}-1) \\ q \neq j \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ii}-1)} V_{iq} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i \\ c_{ip} > 0}}^n \sum_{\substack{q=j-(c_{ip}-1) \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ip}-1)} V_{pq} \right) V_{ij}, \quad (4.13)$$

в інших випадках

$$B \left(\sum_{\substack{q=j-(c_{ii}-1) \\ q \neq j \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ii}-1)} V_{iq} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i \\ c_{ip} > 0}}^n \sum_{\substack{q=j-(c_{ip}-1) \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ip}-1)} V_{pq} \right), \quad (4.14)$$

де t – число ітераційних кроків, а T і ϖ – постійні параметри.

3. До рівняння руху додається наступний вираз:

$$+ Ch \left(\sum_{q=1}^m V_{iq} - d_i \right) \cdot (1 - V_{ij}), \quad (4.15)$$

де $h(x) = 1$ при $x < 0$ і $h(x) = 0$ при $x \geq 0$.

Значення C вибирається на кожному ітераційному кроці таким чином, щоб усунути ситуацію, при якій два чи більше оброблюючих нейронів мають ті самі стани. C -й член допомагає ij -му оброблюючому нейрону мати ненульовий вихід, якщо менш ніж d_i нейронів для i -о стільника мають ненульовий вихід $i = 0$.

4. Вхід обробного нейрона обмежується двома величинами:

$$\begin{aligned} U_{ij} &= U_{\max}, & \text{якщо } U_{ij} > U_{\max}; \\ U_{ij} &= U_{\min}, & \text{якщо } U_{ij} < U_{\min}; \end{aligned} \quad (4.16)$$

де U_{\max} і U_{\min} – відповідно постійні верхня і нижня границі вхідного значення U_{ij} .

Алгоритм розподілу каналів у стільниковій радіомережі, заснований на використанні рівняння руху (4.10), функції енергії (4.11) та її доповнень може бути описаний у такий спосіб.

1-й етап. Емпіричним шляхом установлюються використовувані значення коефіцієнтів і параметрів $A, B, C, t, T, \varpi, U_{\max}, U_{\min}, T_{\max}, UTR, LTR$.

2-й етап. Рандомізують початкові значення входу $U_{ij}(t)$ для $i = 1, \dots, n$ і $j = 1, \dots, m$ між 0 і U_{\min} . Призначають початкові значення виходу $V_{ij}(t)$ для $i = 1, \dots, n$ і $j = 1, \dots, m$, рівними нулю.

3-й етап. Використовуючи рівняння руху (4.10), обчислюють зміну входу $\Delta U_{ij}(t)$:

якщо $(t \bmod T) < \varpi$,

$$\begin{aligned} \Delta U_{ij}(t) = & -Af \left(\sum_{q=1}^m V_{iq}(t) - d_i \right) - B \left(\sum_{\substack{q=j-(c_{ii}-1) \\ q \neq j \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ii}-1)} V_{iq}(t) + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i \\ c_{ip} > 0}}^n \sum_{\substack{q=j-(c_{ip}-1) \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ip}-1)} V_{pq}(t) \right) V_{ij}(t) + \\ & + Ch \left(\sum_{q=1}^m V_{iq}(t) - d_i \right) \cdot (1 - V_{ij}(t)), \end{aligned} \quad (4.17)$$

в інших випадках

$$\begin{aligned} \Delta U_{ij}(t) = & -Af \left(\sum_{q=1}^m V_{iq}(t) - d_i \right) - B \left(\sum_{\substack{q=j-(c_{ii}-1) \\ q \neq j \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ii}-1)} V_{iq}(t) + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i \\ c_{ip} > 0}}^n \sum_{\substack{q=j-(c_{ip}-1) \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ip}-1)} V_{pq}(t) \right) + \\ & + Ch \left(\sum_{q=1}^m V_{iq}(t) - d_i \right) \cdot (1 - V_{ij}(t)). \end{aligned} \quad (4.18)$$

4-й етап. Обновляють значення входу

$$U_{ij}(t+1) = U_{ij}(t) + \Delta U_{ij}(t). \quad (4.19)$$

5-й етап. Використовуючи вираз (4.16), модифікуємо значення входу:

$$\begin{aligned} U_{ij}(t+1) &= U_{\max}, & \text{якщо } U_{ij}(t+1) > U_{\max}; \\ U_{ij}(t+1) &= U_{\min}, & \text{якщо } U_{ij}(t+1) < U_{\min}. \end{aligned} \quad (4.20)$$

6-й етап. Використовуючи гістерезисну активаційну функцію, оновлюємо вихід оброблюючого нейрона $V_{ij}(t+1)$:

$$\begin{aligned} V_{ij}(t+1) &= 1, & \text{якщо } U_{ij}(t+1) > UTR; \\ V_{ij}(t+1) &= 0, & \text{якщо } U_{ij}(t+1) < LTR. \end{aligned} \quad (4.21)$$

– в інших випадках не змінюється. Тут UTR , LTR – відповідно верхня і нижня точки обходу.

7-й етап. Перевірка умови закінчення роботи алгоритму.

$$\text{Якщо } \left(\sum_{q=1}^m V_{iq} - d_i \right) = 0 \text{ і } V_{ij}(t) = 1 \text{ і } \left(\sum_{\substack{q=j-(c_{ij}-1) \\ q \neq j \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ij}-1)} V_{iq} + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i \\ c_{ip} > 0}}^n \sum_{\substack{q=j-(c_{ip}-1) \\ 1 \leq q \leq m}}^{j+(c_{ip}-1)} V_{pq} \right) = 0 \quad (4.22)$$

для $i=1, \dots, n$ і $\exists j \in \{1, \dots, m\}$ чи $t = T_{\max}$, то алгоритм роботу закінчує. В інших випадках збільшуємо значення t на одиницю і повертаємося на етап 2.

Для того, щоб скоротити час збіжності при вирішенні ряду задач, можна зафіксувати призначення частот для одного з стільників або декількох стільників з найбільшим числом необхідних частот. Наприклад, з рис. 4.17а видно, що четвертий стільник має найбільший елемент у векторі попиту, тому логічним є фіксування присвоєння частот цьому стільнику, що і робилося при моделюванні. Крім того, фіксоване призначення частот може бути апіорно задано, наприклад, на випадок розширення мережі, для того, щоб не було збігів з частотами сусідніх мереж.

4.5 Технології вибору оптимальних проектних рішень при плануванні мереж мобільного зв'язку

4.5.1 Вступ

У сучасних умовах актуальною проблемою є автоматизація початкового етапу розробки мереж радіозв'язку, тобто етапу їхнього системотехнічного проектування. При цьому виникає необхідність розвитку нових технологій автоматизованого проектуванні систем, основу яких становлять теорія багатокритеріальної оптимізації й імовірнісного моделювання систем зв'язку [101, 104]. Ці технології поєднують два основних напрямки. Перший напрямок включає розробку й реалізацію на ЕОМ методів оптимізації систем для вибору проектних варіантів систем, оптимальних по сукупності показників якості. Другий напрямок включає роботи з розробки математичних моделей, а також створення відповідних пакетів прикладних програм, які реалізують процедури імітаційного моделювання систем і вибору оптимальних проектних варіантів систем.

Під плануванням мережі радіозв'язку прийнято розуміти процес вибору конфігурації й параметрів підсистеми базових станцій для забезпечення: радіопокриття, необхідної ємності мережі, необхідної якості послуг зв'язку, економічно доцільного розширення зони дії мережі. Виділяють декілька етапів планування мережі: створення номінального плану мережі (розрахунок основних параметрів мережі й можливого розміщення базових станцій на території, що обслуговується), детальне планування з урахуванням реальної топографії (рельєфу місцевості й будівель), щільності абонентів і розподілу їх по місцевості, прогнозу зростання трафіка; аналіз роботи й післяпускова оптимізація мережі [104].

Рішення таких складних завдань проектування неможливо без використання сучасних математичних методів оптимізації й відповідних програмних засобів при плануванні мереж радіозв'язку, що становить сутність автоматизованого проектування.

У цей час використовується ряд пакетів програм для рішення завдань планування мереж радіозв'язку – CELL PLANE, ASTRIX, RADIUS, WIZARD, QEDESING, ONEPLAN RPLS, RPS-2 тощо. Вони використовують цифрову карту місцевості як основу для проведення необхідних розрахунків, містять базу даних з характеристиками антен, передавачів і приймачів, відображають на екрані схему розміщення радіомережі з можливістю редагування її елементів, дозволяють проводити необхідні розрахунки (рівень прийнятого сигналу, профіль радіотраси й т.д.) з можливістю збереження й печатки результатів. Вихідними даними для проектування мережі радіозв'язку, є загальні дані: стандарт; число й частоти дозволених радіоканалів; необхідна ємність; план мережі із вказівкою можливих пунктів розміщення БС та ін.

Зокрема, при плануванні мереж стільникового зв'язку (МСЗ) звичайно враховуються такі показники якості як ефективність використання радіоспектра, займана смуга частот, кількість базових станцій у мережі, ймовірність відмови абонентів в обслуговуванні та ін. Показники якості МСЗ, як правило, тісно зв'язані й антагоністичні (суперечливі) між собою, тобто поліпшення одного показника якості може бути досягнуте за рахунок погіршення іншого показника якості.

Слід зазначити, що в існуючих методах і програмних комплексах планування мереж радіозв'язку завдання вибору проектних рішень не вирішуються як оптимізаційні завдання зі строгим обліком на формалізованому рівні сукупності показників якості. Оптимізація мереж радіозв'язку з урахуванням сукупності суперечливих показників якості є багатокритеріальною, погано формалізованою й дуже складною через її велику розмірність завданням, що включає як топологічне проектування, так і оцінювання різних ймовірностно-часових характеристик мереж.

У даному підрозділі запропоновані математичні методи й відповідні програмні засоби оптимізації систем по сукупності показників якості. Приводиться приклад, що ілюструє особливості вибору оптимальних проектних варіантів на номінальному етапі планування мереж стільникового радіозв'язку із застосуванням розглянутих методів і програмних засобів.

4.5.2 Методи оптимізації технічних систем по сукупності показників якості

Завдання оптимізації системи, тобто вибір оптимальних варіантів системи, включає формування безлічі припустимих варіантів системи, завдання критерію оптимальності системи, а також вибір варіантів структури системи, оптимальних за заданим критерієм оптимальності.

Покладається, що кожний варіант системи $\phi = (s, \vec{\beta}) \in \Phi_o$ визначається структурою s (сукупністю елементів і зв'язків) і вектором параметрів $\vec{\beta}$. Зокрема, обмеження на умови роботи, структуру $s \in S_o$ й параметри $\beta \in B_o$, що задаються, визначають підмножину припустимих проектних рішень $\Phi_o = S_o \times B_o$. Тут існують суперечливі вимоги. З одного боку, бажано з максимальною повнотою представити всі можливі варіанти системи, щоб не пропустити потенційно кращих варіантів. З іншого боку, існують обмеження, обумовлені припустимими витратами (часу й засобів) на процес проектування системи.

Для формалізації постановки завдання проектування оптимальної системи повинен бути складений математичний опис умов роботи, структури, показників якості й критерію оптимальності системи. Формалізована постановка завдання дає можливість використовувати при виборі оптимальних проектних рішень математичні методи моделювання й багатокритеріальної оптимізації систем.

Вибір критерію оптимальності для вибору найкращого варіанта на безлічі припустимих проектних рішень системи пов'язаний з формалізацією подання замовника системи про її оптимальність. При цьому існують два підходи до вибору оптимальних варіантів системи: ордіналістичний і кардіналістичний [104].

Ордіналістичний підхід апелірує до порядку (краще-гірше) і заснований на введенні деяких бінарних відносин на безлічі припустимих проектних рішень. У цьому випадку перевага проектного рішення – це бінарне відношення R на безлічі Φ_o , що відбиває подання, що проектне рішення ϕ' краще, ніж альтернативне рішення ϕ'' : $\phi'R\phi''$.

Проектно рішення $\phi^{(o)} \in \Phi_o$ називається оптимальним по відношенню строгої переваги \succ , якщо не існує інших рішень $\phi \in \Phi_o$, для яких було б справедливим бінарне відношення $\phi \succ \phi^{(o)}$. Безліч всіх оптимальних рішень по бінарному відношенню \succ позначається через $opt_{\succ} \Phi_o$. Залежно від структури припустимої безлічі Φ_o й властивостей бінарного відношення \succ безліч оптимальних рішень $opt_{\succ} \Phi_o$ може містити єдиний елемент, кінцеве або нескінченне число елементів.

Кардіналістичний підхід до опису переваг приписує кожному проектному рішенню $\phi \in \Phi_o$ чисельне значення деякої цільової функції $U(\bullet)$, інтерпретируєме як корисність (цінність) альтернативи ϕ . Цільова функція $U(\bullet)$ визначає відповідне бінарне відношення R і є індикатором переваги на безлічі Φ_o . Варіант ϕ' є переважніше за варіант ϕ'' тоді й тільки тоді, коли виконується нерівність $U(\phi') \geq U(\phi'')$. При цьому можна задати у формалізованому виді скалярний критерій оптимальності, що приводить до вибору єдиного проектного рішення $\phi^{(o)} = \arg \underset{\phi \in \Phi_o}{extr} [U(\phi)]$.

Однак через недостатню визначеність початкових подань замовника про оптимальність системи при постановці завдання часто не вдається у формалізованому виді задати скалярний критерій оптимальності. Тому на початкових етапах проектування систему характеризують сукупністю показників якості й пов'язаною з ними векторною цільовою функцією

$$\vec{k}(\phi) = (k_1(\phi), \dots, k_i(\phi), \dots, k_m(\phi)), \quad (4.23)$$

яка визначає залежність показників якості $k_i(\phi)$ від структури й параметрів системи $\phi = (s, \vec{\beta})$.

При цьому виникають завдання оптимізації проектних рішень по сукупності показників якості, які також називаються завданнями багатокритеріальної або векторної оптимізації [104]. Оптимальні проектні рішення повинні знаходитися з умови досягнення екстремума векторної цільової функції (4.23) $\phi^{(o)} = \arg \underset{\phi \in \Phi_o}{extr} [\vec{k}(\phi)]$.

Слід зазначити, що для замовника бажано по кожному показнику якості системи одержати найкраще значення. Однак на практиці цей випадок зустрічається дуже рідко. Тут можуть бути три випадки: показники якості й відповідні приватні цільові функції $k_i(\phi)$ не зв'язані між собою; вони зв'язані між собою і є погодженими; вони зв'язані між собою і є антагоністичними. У перших двох випадках оптимальні проектні рішення знаходяться із умови незалежного рішення m скалярних оптимізаційних завдань $\phi_i^{(o)} = \arg \underset{\phi \in \Phi_o}{extr} [k_i(\phi)]$, $i = \overline{1, m}$. У третьому випадку оптимальні проектні рішення знаходяться у результаті досягнення погодженого екстремума часток цільових функцій $k_i(\phi)$, що означає, що подальше поліпшення значення кожної з цільових функцій може бути отримано лише за рахунок погіршення значень інших цільових функцій.

По суті постановка багатокритеріальних завдань оптимізації пов'язана із заміною (апроксимацією) подання замовника про оптимальність системи деяким іншим поняттям оптимальності, що вдається формалізувати у вигляді деякого векторного критерію оптимальності й потім звести завдання проектування системи до конструктивної оптимізаційної процедури.

Оптимальні проектні рішення можуть бути знайдені як безпосередньо на безлічі припустимих проектних рішень Φ_o із введенням бінарних відносин перевагі, так і в просторі оцінок уведених показників якості (4.23), що також називається критеріальним простором. При цьому кожен варіант системи ϕ відображається з безлічі припустимих рішень Φ_o у критеріальному просторі $V \in R^m$

$$V = \vec{K}(\Phi_o) = (\vec{v} \in R^m | \vec{v} = (k_1(\phi), k_2(\phi), \dots, k_m(\phi)), \phi \in \Phi_o).$$

Тут кожному проектному рішенню ϕ відповідає своя векторна оцінка обраних показників якості $\vec{v} = \vec{k}(\phi)$ й, навпаки, кожній векторній оцінці відповідає проектне рішення (у загальному випадку не обов'язково одне).

У критеріальному просторі V для векторних оцінок $\vec{v} = \vec{k}(\phi)$ можуть бути введені бінарні відносини строгої перевагі $>$ й бінарні відносини нестрокої перевагі \geq . Бінарному відношенню строгої перевагі відповідає векторна нерівність

$$\bar{k}(\phi') > \bar{k}(\phi''), \quad (4.24)$$

а бінарному відношенню нестрогої переваги відповідає векторна нерівність

$$\bar{k}(\phi') \geq \bar{k}(\phi''). \quad (4.25)$$

З використанням бінарних відносин (4.24) або (4.25) у критеріальному просторі може бути виділена підмножина оптимальних векторних оцінок, яким відповідає підмножина відповідних оптимальних проектних варіантів системи. Зокрема, при використанні бінарного відношення (4.24) виділяється підмножина оптимальних оцінок і відповідних варіантів систем, які називаються оптимальними за критерієм Слейтера, а при використанні бінарного відношення (4.25) – оптимальними за критерієм Парето. На практиці частіше використовується критерій оптимальності Парето. При цьому варіант системи ϕ^o включається в підмножину Парето-оптимальних систем (і відповідно для оцінки – $\bar{k}(\phi^o) \in P(V) = opt_{\geq} V$), якщо на безлічі припустимих варіантів Φ_ϕ не існують інші варіанти системи ϕ , для яких виконується векторна нерівність (4.25). Оптимальні за критерієм Парето варіанти системи є недомінованими варіантами системи по бінарному відношенню $>$. У критеріальному просторі їм відповідає підмножина Парето-оптимальних оцінок $P(V) = opt_{\geq} V$. Аналогічно вводяться поняття оптимальності векторних оцінок і відповідних варіантів систем, оптимальних за критерієм Слейтера, причому $P(V) \in S(V) = opt_{>} V$.

Таким чином, послідовно виконуючи перебір і порівняння всіх варіантів згідно (4.25), на безлічі Φ_ϕ виділяють підмножину Парето-оптимальних варіантів системи. Інші варіанти системи є безумовно гіршими.

4.5.3 Процедури пошуку Парето-оптимальних проектних рішень

Знаходження Парето-оптимальних проектних рішень може виробляться або безпосередньо згідно (4.25), або з використанням спеціальних методів, наприклад, вагового методу, методу робочих характеристик, методу послідовних поступок і ін.

Зокрема, у випадку застосування вагового методу Парето-оптимальні проектні рішення ϕ_o знаходять шляхом оптимізації зваженої суми приватних цільових функцій

$$\phi_o = \arg \operatorname{extr}_{\phi \in \Phi_a} [k_\delta(\phi) = \lambda_1 k_1(\phi) + \lambda_2 k_2(\phi) + \dots + \lambda_m k_m(\phi)], \quad (4.26)$$

у якій вагові коефіцієнти $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ вибираються з умови $\lambda_i > 0, \sum_{i=1}^m \lambda_i = 1$. Парето-оптимальними рішеннями є ті варіанти системи, які задовольняють умові (4.26) при різних припустимих комбінаціях вагових коефіцієнтів $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$.

Метод робочих характеристик полягає в тому, що всі цільові функції, крім однієї, наприклад, першої, переводяться в розряд обмежень типу рівності, й шукається її оптимум на безлічі припустимих альтернатив Φ_δ

$$\phi_o = \arg \operatorname{extr}_{\phi \in \Phi_\delta} [k_1(\phi)], \quad k_2(\phi) = K_{2\phi}, \quad k_3(\phi) = K_{3\phi}, \dots, \quad k_m(\phi) = K_{m\phi}. \quad (4.27)$$

Тут $K_{2\phi}, K_{3\phi}, \dots, K_{m\phi}$ – деякі фіксовані, але довільні значення показників якості. Оптимізаційне завдання (4.27) вирішується послідовно для всіх припустимих комбінацій зазначених фіксованих значень у межах обмежень $K_{2\phi} \leq K_{2\delta}, K_{3\phi} \leq K_{3\delta}, \dots, K_{m\phi} \leq K_{m\delta}$.

При використанні методів (4.26) і (4.27) багатокритеріального оптимізаційного завдання зводиться до вирішення деякої безлічі скалярних оптимізаційних завдань. Слід зазначити, що кожна точка Парето-оптимальної поверхні має властивість m -кратного оптимуму, тобто цій крапці відповідає потенційно досяжне значення одного з показників $k_{i\text{opt}}$ при фіксованих значеннях інших $(m-1)$ показників якості. Парето-оптимальна поверхня може бути описана кожним з наступних співвідношень

$$k_{1\text{opt}} = f_{no}^1(k_2, k_3, \dots, k_m), \dots, k_{m\text{opt}} = f_{no}^m(k_1, k_2, \dots, k_{m-1}), \quad (4.28)$$

які являють собою багатомірні діаграми обміну (БДО) між показниками якості. БДО показують, як потенційно досяжне значення відповідного показника залежить від значень інших $m-1$ показників.

Таким чином, Парето-оптимальна поверхня зв'язує між собою потенційно досяжні значення показників і являє собою погоджений оптимум (по Парето) у загальному випадку залежних і конкуруючих між собою показників якості. Тому, одержуючи Парето-оптимальну поверхню в критеріальному просторі, тим самим знаходять багатомірні потенційні характеристики (БПХ) системи й пов'язані з ними МДО показників якості. Аналізуючи МДО, можна з'ясувати, як необхідно змінити значення одних показників якості системи заради поліпшення інших показників, а також – як при цьому варто змінити структуру й параметри відповідних систем.

Якщо знайдена безліч Парето-оптимальних варіантів системи виявилось вузьким, то в якості оптимального можна використовувати кожен з них. У ряді випадків виникає завдання звуження знайденої безлічі Парето-оптимальних рішень із залученням додаткової інформації про відносини переваги замовника системи. Остаточний вибір оптимальних проектних рішень повинен вироблятися лише в межах знайденої безлічі Парето-оптимальних рішень, що отримано за рахунок видалення безумовно гірших рішень із безлічі припустимих проектних рішень.

4.5.4 Звуження безлічі Парето до єдиного варіанта системи

У випадку, коли для наступних етапів проектування повинен бути обраний єдиний варіант системи, виникає необхідність звуження безлічі Парето-оптимальних рішень до єдиного варіанта системи із залученням додаткової інформації про відношення строгої переваги (\succ). Така інформація з'являється в результаті всебічного аналізу Парето-оптимальних варіантів системи, зокрема, їхньої структури, параметрів, робочих характеристик, відносної важливості уведених показників якості, тощо. Отримані при цьому додаткові відомості про переваги використовуються для побудови деякої цільової скалярної функції, оптимізація якої приводить до вибору єдиного варіанта системи.

Одним з розповсюджених способів звуження безлічі Парето-оптимальних рішень є побудова скалярної функції цінності, оптимізація якої приводить до вибору одного з Парето-оптимальних варіантів системи. Зокрема, часто використовується аддитивна форма функції цінності [104]

$$F(k_1, k_2, \dots, k_m) = \sum_{j=1}^m c_j f_j(k_j), \quad (4.29)$$

де c_j – шкаліруючі коефіцієнти, $f_j(k_j)$ – деякі скалярні функції корисності, що є оцінками корисності варіанта системи ϕ по j -му показнику $k_j(\phi)$. Існують спеціальні методики опитування експертів і пакети програм, що реалізують на ЕОМ процедури одержання значень коефіцієнтів c_j .

Для вибору єдиного проектного рішення з безлічі Парето-оптимальних рішень можуть також використовуватися й інші підходи, засновані на теорії розмитих безлічей, на лексографічних відносинах і ін.

4.5.5 Моделювання вибору оптимальних проектних варіантів МСЗ із урахуванням сукупності показників якості

Розглянемо деякі практичні особливості застосування методів багатокритеріальної оптимізації при плануванні мереж радіозв'язку на прикладі мереж стільникового зв'язку (МСЗ). Процес знаходження оптимальних проектних варіантів МСЗ включає такі етапи:

- завдання вихідної безлічі варіантів мереж, які відрізняються стандартами, виділеною смугою частот, кількістю й активністю абонентів, що обслуговуються територією, секторизацією і висотою підвісу антен, потужністю передавачів базових станцій, параметром загасання радіохвиль та ін.;
- виділення припустимої безлічі варіантів з урахуванням обмежень на структуру й параметри мереж, обмеження на значення показників якості;
- вибір безлічі Парето-оптимальних варіантів МСЗ із використанням одного з методів Парето-оптимізації;

- аналіз отриманих Парето-оптимальних варіантів МСЗ, одержання МДО уведених показників якості
- вибір єдиного варіанта.

У розглянутому прикладі була сформована безліч припустимих варіантів МСЗ стандарту GSM, які визначалися різними вихідними даними, зокрема: планована кількість абонентів у мережі, розміри території, що обслуговується (площа), активність абонентів у ЧНН, виділена для організації мережі ширина смуги частот, розміри кластерів, припустима ймовірність блокування виклику й відсоток часу погіршення якості зв'язку.

Були розраховані наступні технічні параметри МСЗ.

1. Загальне число частотних каналів, що їх виділяють для розгортання МСЗ у даному місті, обумовлене співвідношенням

$$N_k = \text{int}(\Delta F / F_k), \quad (4.30)$$

де $\text{int}(x)$ – ціла частина числа x ; F_k – смуга частот, займана одним частотним каналом МСЗ.

2. Число радіочастот, необхідне для обслуговування абонентів в одному секторі кожної стільниці, обумовлене виразом

$$n_s = \text{int}(N_k / C \cdot M). \quad (4.31)$$

3. Величина припустимого телефонного навантаження в одному секторі одного стільника або в стільнику (для базових станцій, що мають антени із круговою діаграмою спрямованості) обумовлена наступними співвідношеннями

$$A = n_o \left[1 - \sqrt{1 - (P_{\text{бл}} \sqrt{\pi n_o} / 2)^{1/n_o}} \right] \text{ при } P_{\text{бл}} \leq \sqrt{\frac{2}{\pi n_o}}, \quad (4.32)$$

$$A = n_o + \sqrt{\frac{\pi}{2} + 2n_o \ln(P_{\text{бл}} \sqrt{\pi n_o} / 2)} - \sqrt{\frac{\pi}{2}} \text{ при } P_{\text{бл}} > \sqrt{\frac{2}{\pi n_o}}, \quad (4.33)$$

де $n_o = n_s \cdot n_a$; n_a – число абонентів, які одночасно можуть використовувати один частотний канал. Величина n_a визначається стандартом.

4. Кількість абонентів, що обслуговуються базовою станцією, що залежить від числа секторів, припустимого телефонного навантаження й активності абонентів

$$N_{aBTS} = M \text{ int}(A / \beta). \quad (4.34)$$

5. Необхідне число базових станцій на заданій території обслуговування, обумовлене співвідношенням

$$N_{BTS} = \text{int}(N_a / N_{aBTS}), \quad (4.35)$$

де N_a – задане число абонентів, яких повинна обслуговувати стільникова мережа зв'язку.

6. Радіус стільника, за умови, що навантаження розподілене по всій зоні рівномірно, обумовлений формулою

$$R = \sqrt{\frac{1,21 \cdot S_0}{\pi N_{BTS}}}. \quad (4.36)$$

7. Величина захисної відстані між BTS з однаковими частотними каналами, обумовлена співвідношенням

$$D = R\sqrt{3C}. \quad (4.37)$$

8. Ймовірність помилки в процесі сеансу зв'язку обумовлена виразом

$$P_{ном} \approx \frac{1}{(\sqrt{3C} - 1)^{2k}}. \quad (4.38)$$

9. Ефективність використання радіоспектру обумовлена числом активних абонентів, що доводяться на одиницю смуги частот на передачу (або прийом)

$$\gamma = 1,21 \frac{S_0}{\pi R^2 F_k C}. \quad (4.39)$$

Після розрахунку основних параметрів проведена розробка початкового частотно-територіального плану мережі. Розподіл базових станцій по території, що обслуговується, здійснено з умовою забезпечення просторового рознесення BTS, що працюють на однакових частотах.

Знаходження безлічі Парето-оптимальних варіантів мереж виконано в критеріальному просторі оцінок показників якості з використанням безумовного критерію переваги згідно (4.25). Єдиний варіант із безлічі Парето-оптимальних МСЗ був обраний з використанням умовного критерію переваги шляхом знаходження екстремума скалярної цільової функції у вигляді (4.29) при $c_i = \frac{1}{6}$, $i = \overline{1,6}$.

4.5.6 Програмний комплекс для вибору оптимальних проектних рішень

Для вибору оптимальних проектних рішень на основі теорії багатокритеріальної оптимізації був розроблений програмний комплекс ОРТ. Програмний комплекс ОРТ складається з двох частин, які вирішують наступні завдання:

1. Завдання вихідних даних і розрахунків технічних параметрів для деякої припустимої безлічі варіантів мереж стільникового зв'язку (програма реалізована в середовищі MathCad).
2. Вибір Парето-оптимальних варіантів мереж і звуження їх до єдиного (програма реалізована в середовищі Delfi).

Створений програмний комплекс реалізує всі зазначені вище етапи вибору оптимальних проектних варіантів систем зв'язку з урахуванням сукупності показників якості. Програмний комплекс ОРТ використаний для вирішення завдання оптимізації МСЗ стандарту GSM-900 по сукупності показників якості. У розглянутому прикладі були обрані такі показники якості: ймовірність помилки, ємність мережі, кількість базових станцій у мережі, ефективність використання радіочастотного спектра, ймовірність блокування, площа покриття. Для кожного варіанта МСЗ були проведені розрахунки значень показників якості, нормування уведених показників якості й приведення їх до порівняного виду. Сформовано безліч із 100 припустимих варіантів МСЗ, що було представлено в критеріальному

просторі оцінок показників якості. Всі розрахунки були проведені за допомогою першої частини програми.

На рис. 4.18 для приклада представлена частина інтерфейсу програми ОРТ. Показано частину таблиці зі значеннями 14-ті показників якості для 19 варіантів МСЗ. Є можливість вибору («галочкою») конкретних показників якості, які будуть ураховуватися при багатокритеріальній оптимізації мереж. Крім того, тут же задаються значення коефіцієнтів відносної важливості обраних показників якості.

Інтерфейс також містить ряд піктограм.

1. «Відкрити файл матриці» (у таблицю завантажуються дані з обраного файлу для розрахованих у першій частині програмного комплексу значень показників якості для обраних варіантів мереж).

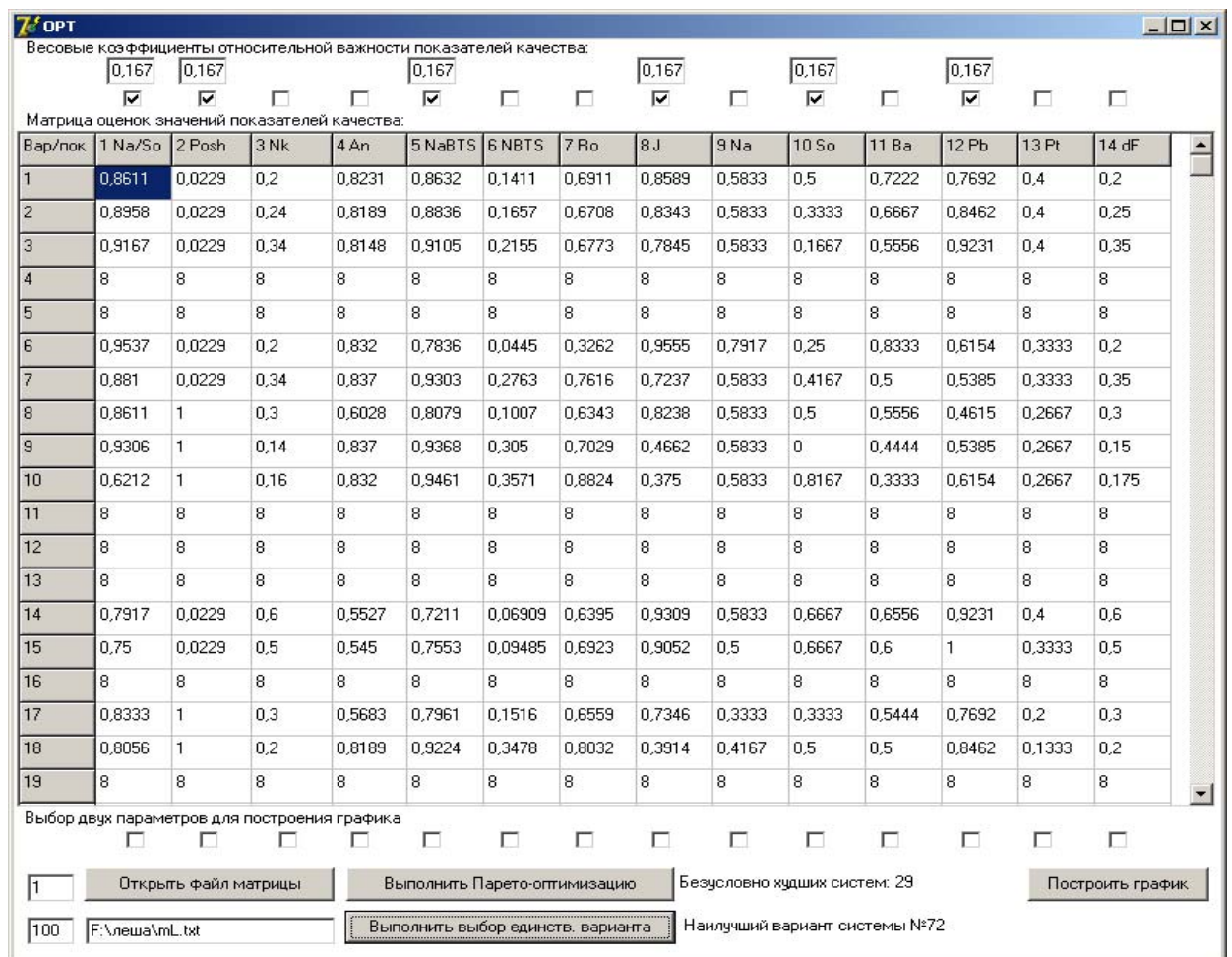


Рисунок 4.18 – Інтерфейс програми ОРТ

2. «Виконати Парето-оптимізацію» (вибираються Парето-оптимальні варіанти мережі й відкидає безумовно гірші варіанти, позначені в таблиці

символами «8»). Виводиться кількість відкинутих безумовно гірших варіантів мереж.

3. «Виконати вибір єдиного варіанта» (перебуває єдиний варіант мережі з підмножини Парето). Виводиться номер найкращого варіанта мережі.

4. «Побудувати графік» (будується зображення двовимірного критеріального простору для обраних двох показників якості).

За допомогою другої частини програми за критерієм Парето була виділена підмножина, що включає 71 варіант мережі, тобто відкинуто 29 безумовно гірших варіантів. З умови мінімуму умовного критерію переваги у вигляді (4.29) з підмножини Парето обраний єдиний варіант (№72). Він характеризується наступними параметрами: площа території, що обслуговується, – 150 кв.км; припустима ймовірність блокування виклику – 0,02; щільність обслуговування – 466 акт. абон./кв. км; кількість абонентів, що обслуговуються однією BTS – 41; ефективність використання радіочастотного спектра – $1,22 \cdot 10^{-3}$ акт. абон./Гц; ймовірність помилки – $5,277 \cdot 10^{-7}$.

У результаті Парето-оптимізації отримані багатомірні діаграми обміну (БДО) показників якості, що мають антагоністичний характер. Для ілюстрації деякі БДО представлені на рис. 4.19. Кожна точка БДО визначає потенційно найкращі значення кожного з показників, які можуть бути досягнуті при фіксованих, але довільних значеннях інших показників якості.

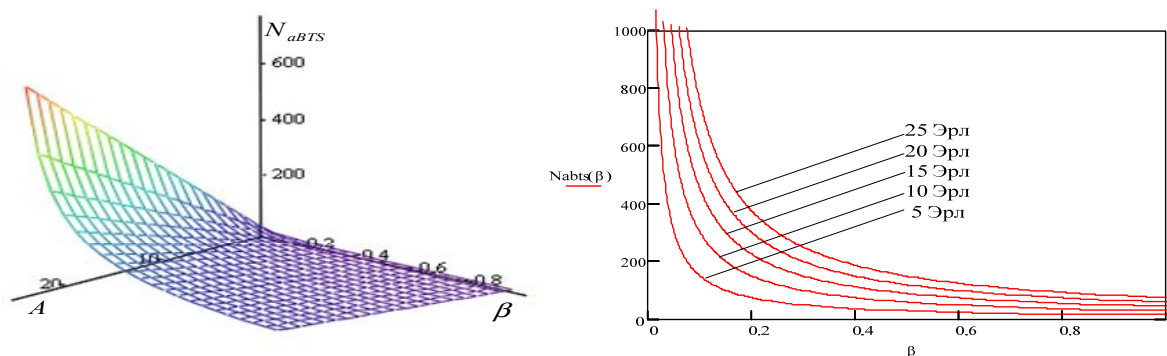


Рис. 4.19 – БДО показників якості (числа абонентів, що обслуговуються однією базовою станцією, навантаження, активності абонентів) для МСЗ стандарту GSM

4.6 Комп'ютерна технологія архівації та інформування в мережах мобільного зв'язку

Одним із практичних напрямків на шляхах широкої інформатизації суспільства є впровадження комп'ютерної технології при вирішенні різних завдань [105]. До них найбільшою мірою варто віднести й широке використання апаратних і програмних засобів комп'ютерної телефонії, коли широкий клас завдань інформатизації може бути вирішений у рамках телекомунікаційної техніки. Найбільшу ефективність застосування цієї технології можна досягти на шляхах створення багатофункціональних автоматизованих інформаційно-довідкових комплексів з доступом по телефонних каналах і програмним вибором (завданням) режимів їхнього функціонування.

Істотною відмінною рисою таких комплексів може бути аналітичний характер у їхньому функціонуванні, тобто можливість реалізації в них не тільки режимів пасивного інформування, але й реєстрацію всіх інформаційних подій з їхнім аналізом по встановленим ознакам і критеріям. Іншою відмінною рисою таких комплексів, що істотно підвищують їхній інформаційний потенціал, є інтелектуалізація їхніх режимів роботи, коли в стратегії їхнього функціонування закладені набори алгоритмів їхнього поведіння залежно від реакції абонентів цих комплексів.

Структура апаратно-програмного комплексу на основі комп'ютерної технології обробки й керування інформаційними потоками для каналів телефонного зв'язку представлена на рис. 4.20. Такий комплекс може бути перетворений для вирішення багатьох інформаційних завдань у мережах мобільного зв'язку.

Основними завданнями при розробці режимів функціонування апаратно-програмного комплексу інформування по телефонних каналах є:

- передача в телефонну лінію стандартного викличного сигналу й аналіз стану каналу телефонного зв'язку й абонента;

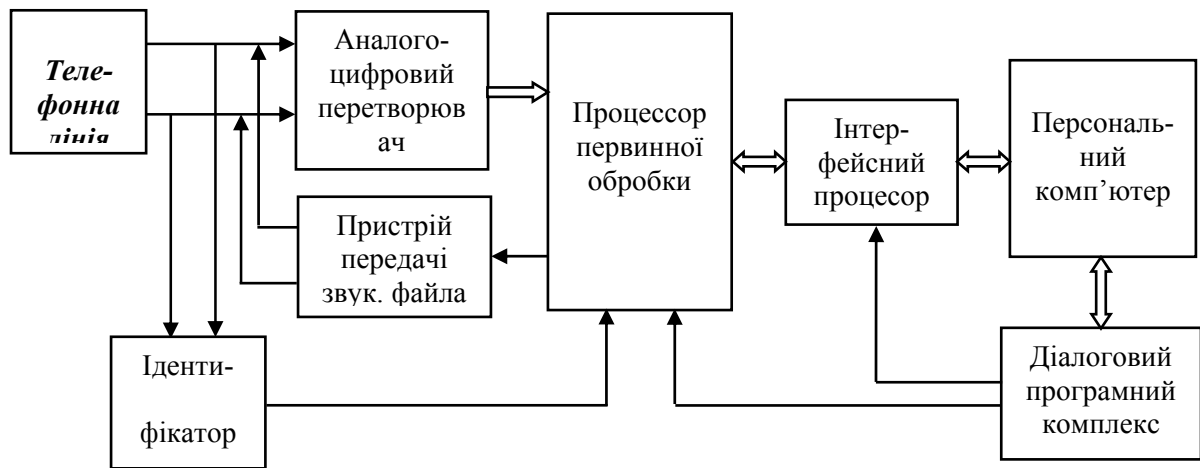


Рисунок 4.20 – Структура апаратно-програмного комплексу

– передача заздалегідь записаного за допомогою такого комплексу звукового файлу, обраного із установленної бази звукових файлів;

– автоматичний аналіз стану каналу телефонного зв'язку при передачі звукового файлу з метою аналізу поведінки абонента: ”зняв трубку”, ”повністю вислухав повідомлення”, ”перервав зв'язок, не дослухавши до кінця” і т.п.;

– автоматичне прогнозування подій в окремій базі даних по всіх проведених з'єднаннях з абонентами;

– поточне оперативне формування каталогу передбачуваних з'єднань із абонентами згідно заздалегідь установлених категорій абонентів і результатів попереднього функціонування комплексу;

– автоматичне тестування стану телефонних каналів зв'язку й адаптивне придушення луна-сигналів у реальному каналі зв'язку;

– формування процедур і алгоритмів захисту переданої інформації.

Синтез програмної частини комплексу припускає створення діалогової сервісної системи, що забезпечує виконання наступних функцій:

– складання каталогу абонентів, що обслуговуються, і категорій їхніх пріоритетів;

– уведення розкладу дати й часу видачі встановлених мовних повідомлень;

– автоматичне ведення протоколу подій і виконання статистичного аналізу подій відповідно до обраних алгоритмів;

– формування, перегляд і видача стандартних і спеціалізованих карток звітної документації по ефективності функціонування комплексу.

Очевидно, що такі інформаційні системи повинні створюватися на принципах, що поєднують автоматизовану безперервну переробку інформації, укладену в безупинно обновлюваних базах даних, і діалоговий режим їхнього функціонування для оперативного внесення необхідних корективів в алгоритми їхнього функціонування в реальному масштабі часу.

Загальними рисами цих принципів є:

– наявність бази даних про абонентів цих служб із багатопараметричним поданням оперативної інформації з кожного абонента;

– безперервне відновлення поточних інформаційних даних по кожному абоненті з автоматизованими процедурами аналізу цих даних і прийняття рішень по кожному абоненті окремо;

– безперервність функціонування інформаційних систем із широким аналізом ефективності рішення кінцевих завдань по сукупності показників досягнення поставленої мети по кожному абоненті окремо;

– оперативний розподіл різних класів абонентів залежно від початкового

The screenshot shows a software window titled "Програма інформирования о задолженности" (Program for debt notification). The window has a menu bar with "File", "Управление", "Параметры", "Сервис", and "Справка". Below the menu is a toolbar with various icons. The main area contains a table with the following columns: "Номер" (Number), "Сумма" (Sum), "К." (Category), "Лицевой счет, Ф.И.О." (Account number, Surname, Name, Patronymic), "Передано" (Delivered), "Прервано" (Interrupted), "Недозвон" (Missed call), and "Состояние" (Status). The table lists several debtors with their respective account numbers, names, and current status. At the bottom of the window, there are buttons for "Обзвон" (Call) and "Ответ" (Answer), and a status bar showing summary statistics: "Абонентов: 323", "Должников: 323", "Передано: 2", "Прервано: 0", "Недозвон: 6", and "Очередь: 315".

Номер	Сумма	К.	Лицевой счет, Ф.И.О.	Передано	Прервано	Недозвон	Состояние
581153	9077	1	42367 Барков Миколай	15.07.10 13:10 (1)			Передано
5411441	3087	1	42408 Ізмігяр Тетяна Володимирівна			15.07.10 13:10 (1)	Недозвон
67193	4767	1	33067 Нікіфоров Сергій Михайлович	15.07.10 13:11 (1)			Передано
69193	3073	1	33181 Тодераш Григорій			15.07.10 13:11 (1)	Недозвон
7502436	4331	1	33283 Щербань Олександр Олександр		15.07.10 13:16 (1)	15.07.10 13:11 (1)	Прервано
60252	4362	1	33359 Паскаль Антон	15.07.10 13:11 (1)			Передано
60329	1881	1	33400 Рошка Вячеслав Михайлович	15.07.10 13:11 (1)			Передано
65426	5206	1	33401 Остапович Тетяна Василівна			15.07.10 13:11 (1)	Недозвон
60370	5931	1	33501 Шевченко Олег Валентинович				Выдается
62593	2417	1	33722 Кігар Іван				Выдается
63078	4531	1	34019 Миронюк Дмитро Іванович				Очередь 10203
64264	9202	1	34150 Варука Марія Іванівна				Очередь 10203

– Рисунок 4.21 – Інформаційне вікно роботи комплексу в режимі інформування про заборгованість

стану й поведження їх у процесі функціонування даної інформаційної системи.

За допомогою такого комплексу можуть бути вирішені наступні завдання:

- формування фрази автовідповіді з повідомленням про стан поточного рахунку абонента у відповідь на його дзвінок;
- формування послідовності звукових повідомлень для автоматичного обдзвону групи абонентів відповідно до заздалегідь обраних категорій споживачів комунальних послуг залежно від стану їхнього поточного рахунку;
- формування інформаційної таблиці відповідних реакцій по кожному абоненті при реалізації режиму автоматичного обдзвону.

Для ефективної роботи діалогового програмного комплексу основні компоненти головної таблиці обдзвону повинні містити: номер телефону; суму заборгованості; категорію абонента; номер особового рахунку й текстове повідомлення (прізвище, адреса й т.д.); час останньої передачі повідомлення, коли воно було вислухано повністю; кількість успішно переданих повідомлень; час і кількість перерваних повідомлень; час і кількість невдалих спроб передачі (см. рис. 4.21).

Апаратно-програмний комплекс архівації та інформування по телефонних каналах, створений у Харківському національному університеті радіоелектроніки по вище викладеній методології, дозволяє створювати гнучкі інформаційні системи для рішення широкого кола організаційних і технічних завдань

ВИСНОВКИ

1. Розроблені рекомендації щодо побудови швидкодіючих адаптивних систем обробки сигналів на фоні завад для реалізації у перспективних РЛС, які можуть бути створені на підприємствах України.

2. Проведено великий обсяг експериментальних досліджень пристроїв швидкодіючої адаптивної обробки сигналів на фоні завад. Напівнатурні експерименти підтвердили високу ефективність розробленої швидкодіючої адаптивної обробки сигналів на тлі завад на основі адаптивних решітчастих фільтрів і переваги такої обробки в порівнянні з неадаптивною, яка використовується у сучасних РЛС.

3. Обґрунтовано шляхи практичної реалізації методів підвищення швидкодії адаптивної обробки й отримані конкретні структури швидкодіючих засобів обробки сигналів на фоні завад на сигнальних процесорах та ПЛІС.

4. Показано, що важливий резерв підвищення швидкодії адаптивної обробки пов'язаний з урахуванням практично можливої апріорної інформації про специфіку структури КМ вхідних дій і використанням особливостей адаптивних решітчастих фільтрів. Додаткові резерви підвищення швидкодії пов'язані зі стрічковою апроксимацією матриці, оберненої до діагонально регуляризованої оцінки максимальної правдоподібності кореляційної матриці перешкод. Параметри такої регуляризації (ширина стрічки та скалярний множник діагональної регуляризації) вибираються відповідно до принципу "очікуваної правдоподібності"..

5. Показано, що використання "тьоплицевих" алгоритмів оцінювання в РЛС з регулярним розташуванням просторових або часових каналів приймання ще суттєво підвищує швидкодію адаптивної обробки. Так, в деяких випадках вхід у зону «З дБ втрат» забезпечується вже з однієї навчаючої виборки.

6. За результатами аналітичних розрахунків та математичного моделювання показано, що оцінка максимальної правдоподібності персиметричної кореляційної матриці практично "подвоює" швидкодію адаптивної обробки в РЛС з центральною симетрією просторових або часових каналів приймання у порівнянні з оцінкою максимальної правдоподібності кореляційної матриці загального виду.

7. Отримані модифіковані розподіли Уишарта випадкових персиметричних кореляційних матриць гаусівських процесів. Їх використання дозволяє поширити більшість результатів багатомірного статистичного аналізу на клас таких матриць, що мають численні додатки, зокрема, в задачах адаптивної просторово-часової обробки сигналів в системах з центральною симетрією каналів приймання.

8. Результати дослідження кореляційних властивостей поля сфокусованої антени з круглою апертурою мають широку зону застосування. Це обумовлено тим, що всі формули і графіки, отримані при дослідженні статистики поля антени з круглою апертурою, інваріантні відносно величини фокусної відстані. Цьому вони придатні як для антени, сфокусованої в зону Френеля, так і для звичайних антен (сфокусованих на нескінченість) в їх далекій зоні. Неістотним є також механізм походження фазових флуктуацій – чи породжені вони в самій антені чи вони породжені неоднорідностями середовища поширення хвиль.

9. Розроблено технологію використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем та мобільного зв'язку. Під час проведення експериментальних досліджень технології похибка горизонтальної складової була знижена на 50-65%, а похибка визначення вертикальної складової дорівнювала похибці визначення рельєфу місцевості, при цьому було встановлено, що система мобільного зв'язку дозволя підвищити надійність визначення місцеположення об'єкта, а забезпечення точності головним чином покладається на супутникову навігаційну систему з використанням трьохвимірних карт місцевості.

10. Розроблено склад вихідних даних, які необхідні для імітаційно-математичного моделювання багаторівневого сумісного розпізнавання радіовипромінювань, радіоелектронних засобів і об'єктів.

11. Обґрунтовані апріорні алфавіти класів радіоелектронних об'єктів і типів засобів повітряного та наземного базування, визначена максимально можлива розмірність апріорних словників сигнальних ознак випромінювань радіоелектронних засобів радіо– і радіотехнічних діапазонів.

12. Розроблена методика визначення інформативності комбінацій сигнальних

ознак і розмірності робочих словників, яка забезпечує ефективність розпізнавання радіовипромінювань «не гірше заданої». Для реалізації в інформаційно-математичній моделі систем багаторівневого розпізнавання обґрунтовано використання параметричних алгоритмів прийняття рішення в складі: статистичний, логічний і мінімуму відстані. Проведено їх аналіз і визначені умови застосування.

13. Для забезпечення імітаційно-математичного моделювання систем розпізнавання розроблені структура і склад баз даних радіоелектронних об'єктів, радіоелектронних засобів, ознак випромінювань і сигналів. БД містить дані про класи, призначення, стан (задач, що рішення), місцеположення (координати) ДРВ і об'єктів, їх режими роботи, а також параметри випромінювань кожного ДРВ у кожному з цих режимів у метриці обраного алфавіту класів. Для управління базою даних використовується об'єктно-реляційна СУБД PostgreSQL.

14. Розроблені методи, процедури і алгоритми імітації радіоелектронно-об'єктової обстановки, які дозволяють імітувати довільні траєкторії рухомих об'єктів і джерел випромінювання, їх режимів роботи, параметрів сигналів і випромінювань та здійснювати їх наближення до реальних.

15. Розроблені методи, алгоритми і показники оцінки ефективності комплексного розпізнавання випромінювань, джерел та об'єктів випромінювання повітряного і наземного базування. На їх основі розроблені структура та склад інформаційно-моделюючої системи для оцінки ефективності систем багаторівневого розпізнавання.

16. Проведено імітаційно-математичне моделювання ефективності розпізнавання в залежності від виду і характеристик алгоритмів прийняття рішень. Визначено, що при достатньо великих помилках вимірювання параметрів сигналів логічний алгоритм і алгоритм розпізнавання по мінімуму відстані мають більші рівні бічних викидів, що приводить до помилкових рішень. При зменшенні помилок вимірювання параметрів випромінювань (ознак) рівні бічних викидів логічного алгоритму зменшуються, а його ефективність наближається до ефективності статистичного алгоритму. При цьому логічний алгоритм більш простий в реалізації і при високій точності вимірювань ознак має перевагу перед статистичним алгоритмом по

швидкодії.

17. Проведено імітаційно–математичне моделювання ефективності розпізнавання в залежності від розміру, складу та інформативності робочого словника ознак розпізнавання. На основі проведених розрахунків встановлено, що для розділення визначених алфавітів класів і розпізнавання радіоелектронних засобів і об'єктів з ймовірністю $P > 0.9$ достатньо 5-6 сигнальних ознак робочого словника, таких як «робоча частота», «тривалість імпульсів», «період повторення імпульсів сигналу» «період повторення пачок імпульсів сигналу», «тривалість пачки імпульсів сигналу», «ширина спектру».

18. Проведено імітаційно–математичне моделювання ефективності розпізнавання в залежності від точності вимірювання параметрів радіовипромінювань, які вибрані в якості сигнальних ознак. Це дозволило визначити вимоги до вимірювачів параметрів по точності оцінювання інформативних параметрів і практичний інформативний вклад кожної сигнальної ознаки в процес розпізнавання. Таким чином, в результаті проведених досліджень фактично створена технологія для відпрацювання і оцінки ефективності багаторівневих систем комплексного розпізнавання випромінювань, джерел та об'єктів випромінювання повітряного, наземного і морського базування на етапах формування їх структурно-функціонального вигляду, розробки, випробовувань та експлуатації. Частина результатів проведених досліджень впроваджена в системі радіочастотного моніторингу України (див. Додаток А), впроваджується в засобах радіочастотного моніторингу, що розробляються в Україні, (див. Додаток Б) і планується до впровадження при створенні інтегрованої інформаційної системи забезпечення управління рухомими об'єктами Міністерства інфраструктури України і спеціальних засобах радіочастотного моніторингу, що розробляються Донецькою ДХК "Топаз".

19. Розроблені практичні технології обробки інформаційних потоків в інтегрованих мережах мобільного зв'язку відрізняються можливістю доступу до всіх функцій і послуг на вимогу в системах 3-го покоління, забезпечують високий рівень унікальності для абонентів, а операторам дають можливість збору цінної маркетингової інформації. Адаптивні термінали, які створені на основі

розроблених технологій, дають можливість їх регулювання мережевими операторами шляхом передачі нових версій програмного забезпечення в радіоканалі.

20. Модулі універсальної ідентифікації (Universal Identity Module - UIM) або смарт карти є унікальною базою для додатків, таких як забезпечення безпеки, глобальний роумінг і передплачені послуги. UIM-технологія відома також як SIM або SIM/IMSI. Смарт-карти дозволять споживачу одержувати послуги при використанні їм терміналу будь-якого типу. Можливість доступу до всіх функцій і послуг на вимогу в системах 3-го покоління забезпечує також високий рівень унікальності для абонентів, а операторам дає можливість збору цінної маркетингової інформації.

21. Практичне використання отриманих наукових результатів дозволяє покращити потенційні характеристики існуючих та перспективних мереж мобільного зв'язку. Розроблені методи та алгоритми обробки інформаційних потоків можуть складати базові компоненти для практичного створення нових мережових технологій, що відповідають світовому рівню перспективних мереж мобільного зв'язку і рекомендаціям Міжнародного союзу електрозв'язку (ITU-T).

22. Дослідження і розробка перспективних цифрових технологій переробки та управління в мережах зв'язку можуть стимулювати в Україні розробки вітчизняної елементної бази та конкурентноздатної телекомунікаційної апаратури.

23. Запропонована методологія вибору проектних рішень на основі теорії багатокритеріальної оптимізації дозволяє врахувати на строго формалізованому рівні сукупність антагоністичних показників якості мереж радіозв'язку. Розроблено програмний комплекс для автоматизованого проектування при виборі проектних рішень, оптимальних по сукупності показників якості. Наведено приклад застосування запропонованих методів і програмних засобів багатокритеріальної оптимізації систем на етапі номінального планування МСЗ.

24. Застосування запропонованої методології вибору оптимальних проектних варіантів мережі радіозв'язку дозволяє виключити безумовно гірші варіанти, що зменшить число перепланувань мережі в процесі експлуатації, а

також оцінити багатомірні потенційні характеристики й багатомірні діаграми обміну антагоністичних показників якості мереж радіозв'язку. Програмна реалізація запропонованих методів дозволить виключити суб'єктивність при виборі оптимальних проектних варіантів, автоматизувати процес проектування мереж радіозв'язку й скоротити строки й вартість проектування мережі.

25. Найбільшу ефективність застосування комп'ютерної технології обробки й керування інформаційними потоками можна досягти на шляхах створення багатофункціональних автоматизованих інформаційно-довідкових комплексів з доступом по телефонних каналах і програмним вибором (завданням) режимів їхнього функціонування. Істотною відмінною рисою таких комплексів може бути аналітичний характер у їхньому функціонуванні, тобто можливість реалізації в них не тільки режимів пасивного інформування, але й реєстрацію всіх інформаційних подій з їхнім аналізом по встановлених ознаках і критеріям.

Додаток А. Акт впровадження ДП УДЦР від 24.12.2012 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ



Начальник ДП «Український
державний центр радіочастот»
кандидат технічних наук
Слободянюк П.В.
« 12 » 2012 р.

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів роботи з надання послуг «Розроблення програмного забезпечення для розрахунків ефективності функціонування системи радіомоніторингу і ЕМС засобів радіоконтролю на місці їх розташування» в частині, що стосується інформаційно-розрахункової системи «Радіомоніторинг»

Комісія у складі: голови комісії - заступника начальника Державного підприємства «Український державний центр радіочастот» (УДЦР) Титаренка В.К. та членів комісії - начальника управління науково-методичного забезпечення Корсака В.Ф. і начальника відділу методичного забезпечення кандидата технічних наук доцента Благодарного В.Г. підтверджує, що в 2012 р. на замовлення УДЦР Харківським національним університетом радіоелектроніки (ХНУРЕ) були надані послуги з розроблення програмного забезпечення для розрахунків зон радіодоступності стаціонарних засобів РК та їх захисних зон.

В результаті надання послуги впроваджено інформаційно-розрахункову систему (ІРС) «Радіомоніторинг», яка реалізує:

- автоматизований розрахунок рівня втрат на трасі поширення радіохвиль від РЕЗ до певної СРК, рівня напруженості поля у пункті розташування СРК та рівня сигналу від РЕЗ на вході РПП СРК за заданою моделлю поширення радіохвиль, вибір та застосування для розрахунків втрат на трасі поширення радіохвиль відповідних моделей (зокрема: у вільному просторі, Окумура-Хата, за Рекомендацією ІТУ-Р Р.1546-2) та типу місцевості;

- розрахунок зони радіодоступності будь-якої СРК для заданих умов;

- автоматизований розрахунок зон радіодоступності угруповань стаціонарних СРК, розташованих на певній території та автоматизований розрахунок захисних зон по інтермодуляції і блокуванню навколо СРК у смузі частот від 30 МГц до 3 ГГц (до 6 ГГц);

- візуалізацію результатів розрахунків і вихідних та довідкових даних до розрахунків на цифрових картах місцевості.

Впроваджена ІРС «Радіомоніторинг» дозволяє проводити імітаційно-математичне моделювання радіоелектронно-об'єктової обстановки в заданому регіоні, що надає можливість оцінювати ЕМС РЕЗ що випромінюють, і прогнозувати подальший розвиток угруповання засобів радіомоніторингу.

Голова комісії:

Титаренко В.К.

Члени комісії:

Корсак В.Ф.

Благодарний В.Г.

« _____ » 2012 року

Додаток Б. Акт впровадження ДП УДЦР від 25.12.2012 р.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор Українсько-Російсько-
Американського товариства з обмеженою
відповідальністю підприємства «СПЕЦ
О.Ф.Золотарьов
« 25 » 2012 р.



АКТ

впровадження результатів НДР

«Перспективні технології та засоби спостереження, навігації та радіомоніторингу в інтегрованих інформаційних системах управління складними динамічними об'єктами»

Науково-технічна комісія УРА ТОВ підприємства «СПЕЦ» у складі: голови комісії директора ХСВД-2 «Спецвузавтоматика» Михайловського М.Х., членів комісії: начальника КБ ХСВД-2 «Спецвузавтоматика» Плешакова Г.А., начальника відділу КБ ХСВД-2 «Спецвузавтоматика» Рева К.М. розглянула звіт з НДР «Перспективні технології та засоби спостереження, навігації та радіомоніторингу в інтегрованих інформаційних системах управління складними динамічними об'єктами» і встановила наступне:

результати розділу 3 «Дослідження ефективності багаторівневих систем розпізнавання джерел та об'єктів радіовипромінювання методами імітаційно-математичного моделювання» щодо розробки структури і складу баз даних радіоелектронних об'єктів, радіоелектронних засобів, ознак випромінювань і сигналів впроваджуються в УРА ТОВ підприємстві «СПЕЦ» у системі та засобах радіочастотного моніторингу.

Голова комісії:

Директор ХСВД-2 «Спецвузавтоматика»

Михайловський М.Х.

Члени комісії:

Начальник КБ ХСВД-2 «Спецвузавтоматика»

Плешаков Г.А.

Начальник відділу КБ ХСВД-2 «Спецвузавтоматика»

Рева К.М.

Додаток В. Акт впровадження КП «НВК «Іскра» від 11.01.2013 р.



Державний концерн «Укроборонпром»
Казенне підприємство
«Науково-виробничий комплекс «Іскра»

State Enterprise «Scientific and Production Complex «Iskra»

вул. Магістральна, 84, м. Запоріжжя, 69071, Україна
Тел. (061) 271-21-52, 271-22-79
Факс (061) 271-22-11, 271-21-63 E-mail: iskra@iskra.zp.ua
Код ЄДРПОУ 14313866

84, Magistralna St., Zaporizhzhya, 69071, Ukraine
Tel. (38061) 271-21-52, 271-22-79, 271-21-63
Fax (38061) 271-22-11, 271-21-63
E-mail: iskra@iskra.zp.ua

14.01.2013 № 11/86

На № _____ від _____

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор Казенного підприємства
«Науково-виробничий комплекс «Іскра»

І.С. Пресняк

« 11 » 2013 р.

А К Т



науково-технічної комісії щодо використання досліджень з розроблення методів підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад науково-дослідної роботи „Перспективні технології та засоби спостереження, навігації та радіомоніторингу в інтегрованих інформаційних системах управління динамічними об'єктами”, яка виконана Харківським Національним університетом радіоелектроніки.

Комісія у складі:

ГОЛОВИ – Траїліна В'ячеслава Федоровича, Заступника директора з науки, начальника НТЦ Казенного підприємства «Науково-виробничий комплекс «Іскра»

Членів комісії:

Томачинського Миколи Тимофійовича начальника відділення Казенного підприємства «Науково-виробничий комплекс «Іскра»;

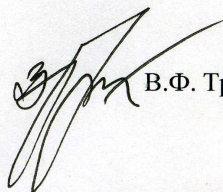
Лаврентьєва Володимира Миколайовича, начальника відділу Казенного підприємства «Науково-виробничий комплекс «Іскра»,

розглянула матеріали розділу 1 НДР „Перспективні технології та засоби спостереження, навігації та радіомоніторингу в інтегрованих інформаційних системах управління динамічними об'єктами” і встановила наступне.

Результати досліджень з розроблення методів підвищення швидкодії адаптивних засобів обробки сигналів на фоні завад плануються до використання при розробці нових РЛС «КП «НВК «Іскра» МР-1 та ДР-1.

Голова комісії

Заступник директора з науки,
начальника НТЦ КП «НВК «Іскра»


 В.Ф. Траїліна

Члени комісії:

Головний конструктор

 М.Т. Томачинський

Начальник відділу

 к.т.н. В.М. Лаврентьєв

ISO 9001

BUREAU VERITAS
Certification



ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Wishart I. // *Biometrika* 20A (1928).— P. 32—52.
2. Уишарта распределение // *Мат. энциклопедия*.— М., 1985.— Т. 5.— С. 493.
3. Андерсон Т. Введение в многомерный статистический анализ. — М.: Физматгиз, 1963,— 500 с.
4. Крамер Г. Математические методы статистики.— М.: Мир, 1976.
5. де Гроот М. Оптимальные статистические решения.— М.: Мир, 1974.
6. Goodman N.R. // *Ann. Math. Statist.* — 1963. — V.34. — P. 152—177.
7. Capon I., Goodman N.R. // *Proc. IEEE*.—1970. — V.AES -10.— № 6.— P. 853—863.
8. Бриллинджер Д. Временные ряды. Обработка данных и теория.— М., 1990.
9. Read I.S., Mallet J.D., Brennan L.E. Rapid convergence rates in adaptive arrays. // *IEEE Trans. Aerosp. Electr. Syst.* – 1974. – V. 10. – № 6. – P. 853-863.
10. Brennan L.E., Read I.S. // *IEEE Trans on Aerosp. and Electr. System*.— 1982.— № 1.— V. AES-18.
11. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех.— М.: Радио и связь, 1981.— 416 с.
12. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Пер. с англ.— М.: Радио и связь, 1986.— 448 с.
13. Стратонович Р. Л. Принципы адаптивного приема.— М.: Сов. радио, 1973.
14. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. — М.: Сов. радио, 1977.
15. Nitzberg R. Application of maximum likelihood estimation of persymmetric covariance matrices to adaptive processing. // *IEEE Trans. Aerosp. And Electr. Syst.* – 1980. – V.16. – № 1. – P.124–127.

16. Лифанов Е.И., Лихарев В.А. // Радиотехника.— 1983.— № 5.—С. 53.
17. Зарицкий В.И., Кокин В.Н., Леховицкий Д.И., Саламатин В.В. Рекуррентные алгоритмы адаптивной обработки при центральной симметрии пространственно-временных каналов приема. // Изв. Вузов. Радиофизика. – 1985. – №7. – С. 863–871.
18. Аверочкин В.А., Баранов П.Е., Токолов В.С. // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1987,— Т. 30.— № 4.— С. 78.
19. Кошевой В.М., Радионов В.В. // Радиотехника.— 1991.— №6. — С. 36.
20. Свердлик М.Б., Шпатаковский В.Э. // Радиотехника и электроника.— 1989.— Т. 34.— № 4.— С. 160.
21. Абрамович Ю.И., Горохов А.Ю. // Радиотехника и электроника.— 1993.— Т. 38.— № 1.— С. 101.
22. Кошевой В.М., Радионов В.В. // Радиотехника и электроника.— 1994.— №11. — С. 1779—1788.
23. Гирко В.Л. Многомерный статистический анализ.— К.: Вища шк., 1988.
24. Хастингс Н., Пикок Дж. Справочник по статистическим распределениям.— М.: Статистика, 1980.
25. Кейпон Дж., Гудмен Н. Распределение вероятности оценок пространственно-временного спектра. // ТИИЭР. – 1970. – №11. – С. 82–84.
26. Леховицкий Д.И. К теории адаптивной обработки сигналов в системах с центральной симметрией каналов приема. // Радиотехника. – Харьков. – 1996. – №100. – С. 140–158.
27. Friedlander B., Porat B. A General Lower Bound for Parametric Spectrum Estimation // IEEE Trans. – 1984. – V. ASSP-32. – №4. – P. 728.
28. Леховицкий Д.И., Флексер П.М. Статистический анализ разрешающей способности квазигармонического спектрального оценивания методом Кейпона. // Сборник докладов МНТК «Современная радиолокация». Вып. 1. – Киев. – 1994. – С. 66–71.
29. Кошевой В.М., Радионов В.В. Эффективность адаптивных фильтров с центральной симметрией приемных каналов. // Радиотехника и электроника. – 1994. – №11. – С. 1779–1788.

30. Фридландер Б. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных. // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70. – №8. – С. 54–97.
31. Леховицкий Д.И. Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры. // Изв. Вузов. Радиофизика. – 1992. – Т. 35. – № 9–10. – С. 790–808.
32. Леховицкий Д.И., Милованов С.В., Раков И.Д., Свердлов Б.Г. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы. // Изв. Вузов. Радиофизика. – 1992. – Т. 35. – № 11–12. – С. 969–991.
33. Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха // Радиотехника и электроника. – М., 1981. – Т. 26, № 3. – С. 543–551.
34. Абрамович Ю.И., Неврев А.И. Анализ эффективности адаптивной максимизации отношения сигнал/помеха, использующей обращение оценки корреляционной матрицы. // М.: Радиотехника и электроника. 1981, т. 26, № 12, с. 2558–2566.
35. Черемисин О.П. Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы // Радиотехника и электроника. – М. – 1982. – Т. 27, №10. – С. 1933–1942.
36. Y. I. Abramovich, Nicolas K. Spenser, Alexei Y. Gorokhov. A Modified GLRT and AMF Framework for Diagonally Loaded and Fast Maximum-Likelihood Adaptive Detectors // IEEE Trans. on Aerospace and Electr. Systems. – July, 2007.– Vol. 43, № 3. – PP. 1017–1051.
37. Берг Дж.П., Люнбергер Д.Г., Венгер Д.Л. Оценивание ковариационных матриц с заданной структурой // ТИИЭР. – 1982.– Т.70, №9. – С. 63–77.
38. Лишак М.Ю. Сокращение вычислительных затрат в адаптивном алгоритме обработки сигналов, принимаемых антенной решеткой // Труды МЭИ. – М. – 1979. – вып. 14. – С. 109–113.
39. Кошевой В.М. Использование априорной информации о структуре корреляционных матриц для задач адаптации // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1982. – Т. 25, №9. – С.71–73.

40. Абрамович Ю.И., Аров Д.З., Качур В.Г. Адаптивные фильтры компенсации помех, соответствующие теплицевой структуре корреляционной матрицы // Радиотехника и электроника. – М. – 1987, Т. 32, №12, с. 2525–2533.

41. Воеводин В. В. Вычисления с теплицевыми матрицами. В кн. Вычислительные процессы и системы / В. В. Воеводин, Е. Е. Тыртышников ; под ред. Г. И. Марчука/ М.: Наука, 1983, Вып. 1. – С. 124–266.

42. Воеводин В. В., Кузнецов Ю. А. Матрицы и вычисления – М.: Наука, 1984. – 320 с.

43. Burg I.P. A New Analysis Technique for Time Series Data. NATO Advanced Study Institute on Signal Processing with Emphasis on Underwater Acoustics. – August, 1968.

44. Леховицкий Д.И., Рачков Д.С., Семеняка А.В., Рябуха В.П., Атаманский Д.В. Адаптивные решетчатые фильтры Часть I. Теория решетчатых структур // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т.10, № 4. – С. 381–406.

45. Леховицкий Д.И., Рачков Д.С., Семеняка А.В., Рябуха В.П., Атаманский Д.В. Адаптивные решетчатые фильтры Часть II. Алгоритмы настройки АРФ // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т.10, № 4. – С. 407–421.

46. Леховицкий Д.И., Милованов С.Б., Раков И.Д., Свердлов Б.Г. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Ч. 2. Адаптация при заданном корне из оценочной корреляционной матрицы // Изв. Вузов. Радиофизика. — 1992. — Т. 35, №11—12. — С. 969—991.

47. Abramovich, N. Spencer, M. Turley. Time-varying autoregressive (TVAR) models for multiple radar observations // IEEE Trans. Sig. Proc. – 2007. – Vol. 55, № 4. – PP. 1298–1311.

48. Y. Abramovich, N. Spencer, and B. Johnson. Band-inverse TVAR covariance matrix estimation for adaptive detection // IEEE Trans. Aero. Elect. Sys., submitted 11 Dec 2006 + 15, Aug 2007, accepted 24 Sep 2008.

49. ADSP-21469 SHARC Processor. Data Sheet. Rev 0, Analog Devices Inc.

50. ADSP-214xx SHARC Processor. Hardware Reference. Rev 0.3, Analog Devices Inc.

51. Chen W.S., Reed I.S. A new CFAR detection test for radar // Digital Signal Processing, Academic Press. — 1991. — Vol. 1. — PP. 198—214.

52. Леховицкий Д.И., Рябуха В.П., Жуга Г.А., Рачков Д.С., Лаврентьев В.Н. СДЦ в импульсных РЛС: 6. Полунатурные экспериментальные исследования адаптивных систем между периодной обработки сигналов на фоне пассивных помех на основе адаптивных решетчатых фильтров // Прикладная радиоэлектроника. — 2011. — Т.10, № 4. — С. 526–536.

53. Численные методы условной оптимизации. / Под ред. Ф. Гилла и У. Мюррея. — М.: Мир, 1977, 290 с.

54. Я.С. Шифрин, В.В. Должиков. Статистика поля антенны с круглой апертурой, сфокусированной в зону Френеля. Часть 1. Средние характеристики поля // Электромагнитные волны и электронные системы, Москва. — 2010. — Т.15. — №9. — С. 15-31.

55. Я.С. Шифрин, В.В. Должиков. Статистика поля антенны с круглой апертурой, сфокусированной в зону Френеля. Часть 2. Флуктуационные характеристики поля // там же. — №10. — С. 6-23.

56. Я.С. Шифрин. Вопросы статистической теории антенн. — Изд. «Сов. радио», 1970, 384 с.

57. Звіт про науково-дослідну роботу «Дослідження складових підсистем спостереження, навігації, радіомоніторингу, зв'язку Державної інтегрованої інформаційної системи забезпечення управління рухомими об'єктами» (д/б № 240). 2010 р

58. Готфрид Конечны Тенденции цифрового картографирования. [Электронный ресурс]: Ракурс. Библиотека. Статьи и презентации.— Режим доступа: <http://www.racurs.ru/page=465>

59. Digital Aerial Mapping Specialists [Электронный ресурс]: AEROMETREX. — Режим доступа: <http://aerometrex.com.au/>

60. Remote Sensing Technologies, Expertise. [Электронный ресурс]: Vexcel Corporation-Geospatial. — 2011-2012. — Режим доступа: <http://vexcel.com/>

61. Резидент – новости. [Электронный ресурс]: Резидент/ ЗАО "Резидент", ООО "Резидент Консалтинг". – 2011-2012. – Режим доступа: <http://www.resident.ru/news/ddz/180509.html/>

62. Геокосмос. [Электронный ресурс]: Геокосмос. – 2011-2012. – Режим доступа: <http://www.geokosmos.ru>

63. Совзонд. [Электронный ресурс]: Совзонд / Российский интегратор в области геоинформационных технологий и космического мониторинга. – 2011-2012. – Режим доступа: <http://www.sovzond.ru>

64. ВИЗИКОМ Украина. [Электронный ресурс]: ВИЗИКОМ. – 2011-2012. – Режим доступа: <http://rf.visicom.ua/ru/company/news/1348479342>

65. Техническое описание Shapefile ArcView ГИС. [Электронный ресурс]: Data/ Геоинформационные системы. – 2011-2012. – Режим доступа: <http://www.dataplus.ru/index.htm/>

66. Синеглазов В. М., Лиман К. С. Построение геоинформационной системы на основе использования SHAPEFILE. – г. Киев, Електроніка та системи управління, 2010 г., №3(25), с. 102–107

67. Векторный формат «SXF». Структура данных в двоичном виде.

68. Редакция 4.0. ГИС ПАНОРАМА. ГИС Карта 2011[Электронный ресурс]:. КБ Панорама. – 2011-2012. – Режим доступа: <http://www.gisinfo.ru/>

69. Ю.А. Соловьев. Системы спутниковой навигации. – М.: Эко-Трендз, 2000.

70. Технічне завдання на розділ 263-2 «Розроблення та дослідження технології використання трьохвимірних карт місцевості для підвищення точності визначення параметрів руху наземних об'єктів за сигналами супутникових навігаційних систем та мобільного зв'язку» науково-дослідної роботи «Перспективні технології та засоби спостереження, навігації та радіомоніторингу в інтегрованих інформаційних системах управління складними динамічними об'єктами» д/б НДР № 263. – 2011. – 6 с.

71. Горелик А.Л, Скрипкин В.А. Методы распознавания.– М.: Высшая школа, 1984. – 208 с.

72. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. 2-изд. – М.; Радио и связь, 1986. – 512 с.

73. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. 2-изд. – М.; Высшая школа, 1988. – 448 с.

74. Слободянюк П.В., Благодарний В.Г., Ступак В.С. Довідник з радіомоніторингу/Під ред. П.В. Слободянюка, – Ніжин: ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008,. – 588 с. іл.

75. Розробка проекту концепції та програми створення єдиної державної системи радіочастотного моніторингу ("Сузір'я"): Звіт про науково-дослідну роботу, Науково-дослідний інститут радіоелектронної техніки МО України; Керівник роботи Калюжний М.М. – Харків, 2004. – 183 с.

76. Системы радиосвязи / Н.И. Калашников, Э.И. Крупицкий и др.; Под ред. Н.И. Калашникова. – М.: Радио и связь, 1988. – 352 с.

77. Калюжний Н.М., Николаев И.М., Смилык В.И. Выбор наиболее эффективного алгоритма распознавания источников радиоизлучений для экспертной системы оценки радиоэлектронно–объектовой обстановки // 3–й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ–2008. Сборник научных трудов. Том II. Международная конференция «Телекоммуникационные системы и технологии». – Харьков: АН ПРЭ, ХНУРЭ. 2008. – С. 256–259.

78. Калюжний Н.М., Николаев И.М. Попов А.М. Колесник В.И. Исследование влияния точности измерения параметров радиосигнала на эффективность системы распознавания излучающих источников // 12–я МНПК «Современные информационные и электронные технологии» – Одесса: 2011 г., СИЭТ – 2011, т.1, с. 51.

79. Левин Б. Р. «Теоретические основы статистической радиотехники» Изд 2–е, Москва, Советское Радио, 1975 г.

80. Калюжний Н.М., Николаев И.М., Попов А.М., Колесник В.И. «Исследование влияния информативности и точности измерения параметров сигналов на эффективность распознавания типов и режимов работы радиоизлучающих источников» Сборник научных трудов 4–го Международного радиоэлектронного форума

«Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективны развития», 2011 г, т.1, ч.2, с. 162– 165.

81. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. – Спб.: Питер, 2000. – 672 с.

82. Закон України «Про телекомунікації» Верховна Рада України Закон № 1280 – IV від 18.11.2003 р.

83. Закон України «Про радіочастотний ресурс України» Відомості Верховної Ради, 2000, № 36, Закон № 1770 – III від 01.06.2000 р.

84. Регламент радиосвязи. МСЭ. – Женева, 1997.

85. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. Вып. 1,2,3 / Под ред. Сапгира А.И. – М.: Сов. радио, 1979 г.

86. Національна таблиця розподілу смуг радіочастот України. – Київ, 1997.

87. Reuven Y. Rubinstein. Simulation and the Monte-Carlo Method, Haifa, Israel, 1981..

88. Розроблення програмного забезпечення для розрахунків ефективності функціонування системи радіомоніторингу і ЕМС засобів радіоконтролю на місці їх розташування ("Зона"): Звіт про роботу, ХНУРЕ; Керівник роботи Калюжний М.М. – Харків, 2012. – 155 с.

89. Дослідження типових характеристик приймальних трактів радіоприймачів AR-5000, AR-ONE, UMS100 ("Радіотракт"): Звіт про науково-дослідну роботу, ХНУРЕ; Керівник роботи Калюжний М.М. – Харків, 2011. – 176 с.

90. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития / Гепко И.А., Олейник В.Ф., Чайка Ю.Д., Бондаренко А.В.; под общ. ред. В.Ф. Олейника – К.: «ЕКМО», 2009. – 672 с.

91. Климаш, М.М. Технології мереж мобільного зв'язку/М.М. Климаш, В.О. Пелішок, П.М. Михайленіч. – К.: «Освіта України», 2010.

92. Тихвинский, В.О., Терентьев С.В. Управление и качество услуг в сетях GPRS/UMTS. – М.:Эко-Трендз, 2007. – 400 с.

93. Безрук В.М., Ємельянов В.В., Кривенко С.А. Інформаційні мережі зв'язку Ч.3. Мережі мобільного зв'язку. ХНУРЕ, 2011. – 420 с.
94. Безрук В.М., Корольов В.М., Золотарьов В.А., Боцман П.Д., Костромицький А.І., Астраханцев А.А., Капуста С.О. Інформаційні мережі зв'язку. Ч.4. Технології надання інформаційних послуг. Харків: ХНУРЕ, 2011. – 424 с.
95. Ємельянов В.В., Свід І.В.. Системи стільникового рухомого радіозв'язку. Х.: ТОВ “Компанія СМІТ”, 2011. – 336 с. Гриф МОН.
96. Иваненко В.А. (Власова), Зеленин А.Н.. Информационные аспекты при разработке сенсорных сетей (Часть 1) // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2011. – 3/4(51). – С.46-49.
97. Иваненко В.А. (Власова), Зеленин А.Н.. Информационные аспекты при разработке сенсорных сетей (Часть 2) // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2011. – 4/2(52). – С.11-13.
98. Иваненко В.А (Власова). Анализ протоколов передачи данных от узлов в беспроводных сенсорных сетях // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2011. – 2/10(50). – С.9-12.
99. Иваненко В.А. (Власова). Метод позиционирования узлов в беспроводных сенсорных сетях. – Сб. науч. тр. 4-го Межд. радиоэлектр. форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2011. Том II. Межд. конф. «Телекоммуникационные системы и технологии». – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011, с. 276-278.
100. Безрук В.М., Свід І.В., Корсун І.В. Нейронні технології в телекомунікаціях і системах управління. – Х. Компанія СМІТ, 2008. – 230 с.
101. Telecommunications Networks – Current Status and Future Trends. Edited by Jesus Hamilton Ortiz.. INTECH. Rijeka, Croatia, 2012, – 446 p. (ISBN 978-953-S0341-7). Chapter 11. Valery Bezruk, Aleksander Bukhanko, Dariya Chebotareva and Vacheslav Varich. Multicriterion optimization in telecommunication networks: planning, designing and controlling. – p. 251-274.
102. Бидный Ю.М. Вероятностные модели процессов обслуживания вызовов и управления ими в информационных сетях следующего поколения. Сб.

науч. тр. 4-го Межд. радиоэлектр. форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития.» МРФ-2011. Том II. Межд. конф. «Телекоммуникационные системы и технологии». – Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011, с. 374-375.

103. Буханько О.М., Шахмін О.С. Маскування втрат в мережах VoIP на основі штучних нейронних мереж. – VI-я научно-практическая конференция «Наука и социальные проблемы общества: информация и информационные технологии» Сборник научных трудов. – Харьков: ХНУРЭ. 2011, с.299-300.

104. Безрук В.М. Векторна оптимізація та статистичне моделювання в автоматизованому проектуванні систем зв'язку. – Харків: ХНУРЕ, 2002, 164 с.

105. Безрук В.М., Загайнов В.И., Кочкин М.И., Ляховец В.А., Мальцев В.С., Сырцов С.Л., Твердохлеб В.И. Компьютерная технология архивации и информирования по телефонным каналам. – VI научно-практическая конференция «Наука и социальные проблемы общества: информация и информационные технологии» Сборник научных трудов. – Харьков: ХНУРЭ.2011, с.299-300.